

# PISTAS

## Educativas

NUEVA ÉPOCA • No. 128 • FEBRERO 2018 • ISSN: 2448-847X

### Número Especial



SEP  
SECRETARÍA DE  
EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO



## **PISTAS EDUCATIVAS**

Pistas Educativas, Año 2018, No. 128, publicación especial SENIE 2017, publicada y editada por el Tecnológico Nacional de México dependiente de la Secretaría de Educación Pública, a través del Instituto Tecnológico de Celaya, Arcos de Belén Núm. 79, piso 3, Colonia Centro, Delegación Cuauhtémoc, CP 06010, Ciudad de México, Tel. 5536011000 Ext. 65064,

*d\_vinculacion05@tecnm.mx*, Editor Responsable Héctor Rojas Garduño. **Reserva de derechos al uso exclusivo No. 04-2016-120613261600-203, ISSN: 2448-847X**, ambos son otorgados por el Instituto Nacional del Derecho de Autor.

Responsable de la última actualización de este número Julián Ferrer Guerra, Subdirector de Planeación y Vinculación, Instituto Tecnológico de Celaya, Antonio García Cubas Pte #600 esquina Av. Tecnológico, Colonia Alfredo V. Bonfil, CP 38010, Celaya, Gto, Tel. 4616117575 Ext 5106, fecha de término de la impresión o modificación.

Pistas Educativas es un espacio de libertad intelectual con responsabilidad; más allá del compromiso adquirido de formar ingenieros y administradores competentes, está el mandato constitucional para toda institución educativa de promover el desarrollo armónico de todas las facultades del ser humano y de educar para la democracia, como un sistema.

Las publicaciones de los artículos son sometidas a revisión por un comité de arbitraje y el contenido es responsabilidad de los autores y no necesariamente reflejan la postura del editor de la publicación. Queda prohibida la reproducción parcial o total de los contenidos e imágenes de la publicación sin previa autorización del Instituto encargado o si lo permite poner las condiciones.

## **DIRECTORIO TecNM**

**Manuel Quintero Quintero**

Director



## **DIRECTORIO TecNM en Celaya**

**Ignacio López Valdovinos**

Director

**José Antonio Vázquez López**

Subdirector Académico

**Martín Campos Moreno**

Subdirector de Servicios Administrativos

**Julián Ferrer Guerra**

Subdirector de Planeación y Vinculación

**Teresita de las Nieves Armengol Rico**

Jefe Departamento de Desarrollo Académico



**PISTAS EDUCATIVAS**

*pistaseducativas@itcelaya.edu.mx*

# **PISTAS** **Educativas**

## ***COMITÉ EDITORIAL***

### ***Editor General***

MC. Julián Ferrer Guerra  
***Subdirector de Planeación y Vinculación***  
***Tecnológico Nacional de México en Celaya***

### ***Editores Ejecutivos***

Dr. José Antonio Vázquez López  
***Subdirector Académico***  
***Tecnológico Nacional de México en Celaya***

MDPH. Teresita de las Nieves Armengol Rico  
***Jefe Departamento de Desarrollo Académico***  
***Tecnológico Nacional de México en Celaya***

### ***Editor Responsable***

Ing. Héctor Rojas Garduño  
***Coordinador de Métodos y Medios Educativos***  
***Tecnológico Nacional de México en Celaya***

## PISTAS EDUCATIVAS No. 128 (SENIE 2017), febrero 2018

### Contenido

EDITORIAL.....	1
MODELADO Y CONTROL DE UN CONVERTIDOR BOOST EN DCM EMPLEADO EN UN SISTEMA FOTOVOLTAICO PARA TRABAJAR EN MODO RED Y EN MODO ISLA <i>Miguel Ángel Abundis Fong, Óscar Carranza Castillo, Jaime José Rodríguez Rivas, Rubén Ortega González.....</i>	2-18
INTERCOMUNICADOR ENLAZADO A RED DE TELEFONÍA CELULAR <i>Joel Fernando Acevedo Ruiz, Aldrin Barreto Flores, Verónica Edith Bautista López, Salvador Eugenio Ayala Raggi.....</i>	19-35
DESARROLLO DE UN PROCESO DE AUTENTICACIÓN FACIAL EN UN SISTEMA ANDROID UTILIZANDO EL ALGORITMO LDA (ANÁLISIS DE DISCRIMINACIÓN LINEAL) <i>Francisco Emiliano Aguayo Serrano, Jesús Carlos Pedraza Ortega, Edgar Alejandro Rivas Araiza, José Erik Rivas Araiza.....</i>	36-51
COMPARACIÓN DE LAS TÉCNICAS DE DETECCIÓN DE CRUCE POR CERO Y LA TRANSFORMADA Z-CHIRP PARA MEDIR FRECUENCIAS EN EL RANGO ULTRASÓNICO <i>Guadalupe Aguilar Cerda, Luis Morales Velázquez.....</i>	52-66
REALIDAD AUMENTADA CON MARCADORES CUADRADOS Y NATURALES PARA NAVEGACIÓN QUIRÚRGICA <i>Eliana Margarita Aguilar Larrarte, Oscar Andrés Vivas Albán, José María Sabater Navarro.....</i>	67-85
DETECCIÓN DE NECESIDADES Y DEFINICIÓN DE CONTENIDOS PARA LA ENSEÑANZA DE LA METODOLOGÍA DEL PERIODISMO DE DATOS: EL CASO DE DATAÍSTA <i>Belén Alazañez Cortés, Zayra Monserrat Miranda Aguirre, Jocelyn Lizbeth Molina Barradas, Rocío Abascal Mena.....</i>	86-100
METODOLOGÍA PARA LA IMPLEMENTACIÓN DEL MPM EN VHDL Y LA EMULACIÓN DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA EN UNA TARJETA FPGA <i>Edgar Allende Chávez, José Ricardo Cárdenas Valdez, José Alejandro, Galaviz Aguilar, Andrés Calvillo Téllez, José Cruz Núñez Pérez.....</i>	101-117
METODOLOGÍA PARA LA INTEGRACIÓN DE UN MANIPULADOR MÓVIL BAJO SOFTWARE LIBRE <i>Oswaldo Alquisiris Quecha, Francisco Aguilar Acevedo, Ignacio Algreto Badillo, J. Jesús Arellano Pimentel.....</i>	118-130
APROXIMACIÓN AL RECONOCIMIENTO DE EMOCIONES FACIALES BASADO EN POSICIÓN DE PUNTOS DE INTERÉS <i>Víctor Manuel Álvarez Pato, Ramiro Velázquez Guerrero.....</i>	131-141
DISEÑO Y ANÁLISIS DE LA DE UN MOTOR DE CC MEDIANTE LA SELECCIÓN ÓPTIMA DE PARÁMETROS <i>Jesús Alejandro Álvarez Tostado Uribe, Irma Martínez Carrillo, Carlos Juárez Toledo.....</i>	142-153
DESIGN, CONSTRUCTION AND CHARACTERIZATION OF A THREE-CHANNEL COSMIC RAY DETECTOR BASED ON ALUMINUM BLOCKS ELECTRONICS <i>Luis Arceo, Julián Félix.....</i>	154-168
DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE MEDICIÓN COMBINADA DE 4-PUNTAS <i>Francisco Javier Arizaga Ayala, Arturo III Espinoza Duarte, José Antonio Gallardo Cubedo, Armando Gregorio Rojas Hernández.....</i>	169-178
COMPARACIÓN DE TARJETAS ARDUINO UNO ORIGINALES Y CLONES COMO INSTRUMENTO DE MEDICIÓN <i>Miguel Ángel Bañuelos Saucedo.....</i>	179-190
ANÁLISIS DE RENDIMIENTO DE LA PC ODROID C2 PARA SU USO EN ESQUEMAS DE CIUDADES INTELIGENTES <i>Ernesto Bardales Hernández, Saúl Lazcano Salas.....</i>	191-206

<b>SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS DE BAJO COSTO PARA UN INVERNADERO BASADO EN TECNOLOGÍA DE ACCESO LIBRE</b> <i>Felipe de Jesús Becerra Woo, Araceli Gárate García, Tania Aglaé Ramírez del Real, Ervin Jesús Álvarez Sánchez.....</i>	<b>207-218</b>
<b>ONLINE PARAMETRIC IDENTIFICATION OF MASS-SPRING-DAMPER MECHANICAL SYSTEMS USING ACCELERATION MEASUREMENTS</b> <i>Francisco Beltrán Carbajal, Gerardo Silva Navarro, Luis Gerardo Trujillo Franco.....</i>	<b>219-229</b>
<b>ROBOT MÓVIL (3,0) UNA EVALUACIÓN DE RENDIMIENTO</b> <i>Saúl Enrique Benítez García, Jorge Luis de la Cruz Osorio, Miguel Gabriel Villarreal Cervantes.....</i>	<b>230-247</b>
<b>BLOOD PRESSURE MEASUREMENT SYSTEM BASED ON OSCILLOMETRIC METHOD</b> <i>Jessica Bolaños Olvera, Roque A. Osornio Ríos, Rosalía Reynoso Camacho.....</i>	<b>248-265</b>
<b>INGENIERÍA ONTOLÓGICA APLICADA EN EL DISEÑO DE UN SISTEMA DE ONTOLOGÍAS PARA LA GESTIÓN DE HORARIOS</b> <i>Maricela Claudia Bravo Contreras, Francisco Pavón Gutiérrez, José Alejandro Reyes Ortiz, Roberto Alfonso Alcántara Ramírez.....</i>	<b>266-285</b>
<b>SELF-ORGANIZING MOBILE ROBOTS BASED ON MULTI-AGENT COORDINATION TECHNIQUES IMPLEMENTED WITH AERIAL VISION AND COMMUNICATION GATEWAY BETWEEN WIFI AND RF</b> <i>Cynthia Daniela Briones Valencia, Zandor Alfredo Machaen Terriquez, Luis Martin del Castillo, Gustavo Alejandro Torres Blanco.....</i>	<b>286-299</b>
<b>COMPARATIVA KINECT VS MYO APLICANDO LA PRUEBA NASA-TLX EN UN ENTORNO DE RVI PARA INSPECCIÓN EN AEROGENERADORES</b> <i>Daniel Cantón Enríquez, J. Jesús Arellano Pimentel, Miguel Ángel Hernández López, Francisco Aguilar Acevedo.....</i>	<b>300-317</b>
<b>ANÁLISIS DE ATAQUES DE RED DEL TIPO DHCP SPOOFING, TCP SYN FLOOD Y PAQUETES MALFORMADOS</b> <i>Josué Cirilo Cruz, Arturo Zúñiga López, Carlos Avilés Cruz, Juan Villegas Cortez.....</i>	<b>318-334</b>
<b>DISEÑO DE UN DEMODULADOR DE FM MEDIANTE PLL PARA LA INTERROGACIÓN DE SENSORES INTERFEROMÉTRICOS DE FIBRA ÓPTICA</b> <i>Jesús Lorenzo Cisneros Hernández, Alejandro Rodríguez Antonio, Abimael Jiménez Pérez, José Mireles Jr. García, Rafael E. González Landaeta, Ángel Saucedo Carvajal.....</i>	<b>335-351</b>
<b>REVISIÓN DE MÉTODOS PARA LA ESTIMACIÓN DE LOS ESTADOS DE CARGA Y SALUD DE UNA BATERÍA</b> <i>Alina Araceli Contreras Sillero, Nimrod Vázquez Nava, Claudia Verónica Hernández Gutiérrez, Jeziel Vázquez Nava, Joaquín Vaquero López.....</i>	<b>352-368</b>
<b>APLICACIÓN MÓVIL PARA EL CÁLCULO DE RUTAS “LOBOBICI” EN CIUDAD UNIVERSITARIA BUAP BASADA EN BÚSQUEDAS</b> <i>Eliúh Cuecuecha Hernández, José Javier Martínez Orozco, Daniel Méndez Lozada, Adán Zambrano Saucedo, Aldrin Barreto Flores, Verónica Edith Bautista López, Salvador Eugenio Ayala Raggi.....</i>	<b>369-381</b>
<b>SISTEMA DE RECONOCIMIENTO DE VOCALES DE LA LENGUA DE SEÑAS MEXICANA</b> <i>Eliúh Cuecuecha Hernández, José Javier Martínez Orozco, Daniel Méndez Lozada, Adán Zambrano Saucedo, Aldrin Barreto Flores, Verónica Edith Bautista López, Salvador Eugenio Ayala Raggi.....</i>	<b>382-394</b>
<b>PROPUESTA DE UN ENTRENADOR MIOELÉCTRICO BASADO EN UNA APLICACIÓN MÓVIL</b> <i>Humberto de la Cruz Regalado, Carlos Edgar López Barrera, Eduardo Emmanuel Rodríguez López, Luis Mariano Sandoval González, Alfredo Ramírez García.....</i>	<b>395-411</b>
<b>FUSIÓN MORFOLÓGICA DE IMÁGENES IR Y VISUALES UTILIZANDO EL MODELO LIP</b> <i>Oscar Ricardo Delfín Santiesteban, Iván Ramón Teról Villalobos.....</i>	<b>412-431</b>
<b>MÓDULO DE CONTROL DE CARGA PARA EVALUAR CELDAS DE COMBUSTIBLE -HARDWARE-</b> <i>Shirley Yahaira Echánove Gómez, Marco Antonio Rodríguez Blanco, Juan Manuel Tadeo Sierra Grajeda, Luis Enrique Vidal Burelo.....</i>	<b>432-447</b>

**EFFECTO DE LA LONGITUD DEL DIÁMETRO EN LA ESTABILIDAD TÉRMICA DE LA CAPA LIBRE DE LAS MEMORIAS RAM MAGNÉTICAS**

*Marco A. Escobar, Rafael Guzmán-Cabrera, Miguel Torres-Cisneros, Jorge Ramón Parra-Michel, Rafael Martínez-Peláez..... 448-458*

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE PROTOTIPO DE ENTRENAMIENTO PARA PRÁCTICAS EN INSTRUMENTACIÓN Y CONTROL**

*Eladio Flores Martínez, Pablo Reyna Guerra, José Luis Jiménez Reyes, Javier Garrido Meléndez, Quetzalcóatl Cruz Hernández Escobedo..... 459-472*

**SISTEMAS PARA LA EXTRACCIÓN DE FRASES CLAVE EN DOCUMENTOS CIENTÍFICOS**

*Gerardo Flores Petlascalco, Mireya Tovar Vidal, Hilda Castillo Zacatelco, José A. Reyes-Ortiz..... 473-486*

**SIMULACIÓN Y CONTROL DEL PROCESO DE MACERACIÓN DE UNA CERVECERÍA ARTESANAL**

*Jesús Antonio Flores Tovar, Miguel Magos Rivera, José Antonio Lara Chávez, José Manuel Domínguez Martínez, Juan Alberto Godínez Viveros..... 487-505*

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN MULTÍMETRO DIGITAL CON FUNCIONES AMPLIADAS DE BAJO COSTO**

*Rafael García Arredondo, Juan Carlos Gómez Cortez, Diego de Jesús Padierna Arvizu, José Eleazar Peralta López, Francisco Javier Pérez Pinal, Luís Antonio Ramírez Arredondo, Julio Cesar Regalado Sánchez..... 506-522*

**SISTEMA DE MONITOREO DE TEMPERATURA EN RED**

*Ricardo Godínez Bravo, Miguel Magos Rivera..... 523-538*

**IMPLEMENTACIÓN DE EFECTOS DE SONIDO PARA GUITARRA ELÉCTRICA EN LA TARJETA C6713 DSK**

*Claudia Gómez Borrás, Javier Alducin Castillo..... 539-556*

**DISEÑO DE UN CIRCUITO DE CONTROL DE ILUMINACIÓN PARA UN SISTEMA FORMADOR DE IMÁGENES DE PURKINJE**

*Armando Gómez Vieyra, Ezequiel Martínez Solís, Juan Jesús Ocampo Hidalgo, Karla Beatriz Vergara Vázquez, Uriel Calderón Uribe, Geovanni Hernández Gómez..... 557-571*

**ANÁLISIS COMPARATIVO DE LOS TIEMPOS DE EJECUCIÓN SOBRE SBC PARA DOS SISTEMAS OPERATIVOS DE TIEMPO REAL**

*Diana Lizet González Baldovinos, José Luis Cano Rosas, Pedro Guevara López..... 572-585*

**GUÍAS DE DISEÑO WEB PARA FACILITAR EL ACCESO A LA INFORMACIÓN DESDE TELÉFONOS INTELIGENTES**

*Beatriz A. González Beltrán, Araceli Granados García..... 586-606*

**ESTUDIO DE UNA ANTENA DE MICROCINTA FRACTAL TIPO E PARA LA BANDA DE LOS 2.4 GHZ**

*Iván R. González Rangel, Javier Vargas Sánchez, Genaro Hernández Valdez, Mario Reyes Ayala, J. R. Miranda Tello, Edgar A. Andrade González..... 607-620*

**CONDITIONING AND SIGNAL AMPLIFICATION STAGES FOR A SMART GAS MICROSENSOR MEMS**

*J. L. González Vidal, M. A. Reyes Barranca, E. N. Vázquez Acosta..... 621-636*

**TÉCNICA DE CONMUTACIÓN SUAVE PARA UN CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR DOBLE CON APLICACIONES EN ILUMINACIÓN**

*Pablo Israel Guzmán Tafoya, Nimrod Vázquez Nava, René Osorio Sánchez..... 637-651*

**DISEÑO Y SIMULACIÓN DE RODILLA MECÁNICA MONOCÉNTRICA**

*José Alexis Hernández Aguilar, Ervin Jesús Álvarez Sánchez, Andrés López Velázquez..... 652-668*

**DISPOSITIVO DE ILUMINACIÓN LED CON INCORPORACIÓN DE ELECTRÓNICA DIGITAL Y CONTROL DESDE ANDROID POR BLUETOOTH**

*Mario Alberto Hernández Alves, Leonardo Sánchez, José A. Reyes Ortiz..... 669-685*

**DESIGN AND FABRICATION OF A 64-QAM MODULATOR FOR ANALYSIS OF SIGNALS BETWEEN STAGES**

*Jorge Andrés Hernández Carrillo, José Ricardo Cárdenas Valdez, Virgilio Rosendo Pérez, Manuel de Jesús García Ortega, Andrés Calvillo Téllez..... 686-698*

<b>INTEGRACIÓN DE UN SISTEMA CEREBRO COMPUTADORA EMPLEANDO SOFTWARE LIBRE</b> <i>Irving Ulises Hernández Miguel, Alejandro Jarillo Silva, Víctor Alberto Gómez Pérez.....</i>	<b>699-715</b>
<b>ELEMENTOS DE LOS PARQUES EÓLICOS QUE DEBEN SER CONTROLADOS PARA SU INTERCONEXIÓN CON REDES ELÉCTRICAS</b> <i>Jorge Eduardo Hernández Miranda, Irvin López García, Eduardo Campero Littlewood, Francisco Beltrán Carbajal, Víctor Manuel Jiménez Mondragón.....</i>	<b>716-729</b>
<b>DETECCIÓN ACTIVA DE FALTAS EN SISTEMAS DE EVENTOS DISCRETOS</b> <i>Karen Hernández Rueda, María E. Meda Campaña, Bernardo Haro Martínez.....</i>	<b>730-748</b>
<b>CONTROL DEL FLUJO DE POTENCIA HACIA LA RED ELÉCTRICA DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA EMPLEANDO UN GENERADOR DE INDUCCIÓN DE DOBLE ALIMENTACIÓN</b> <i>Pedro Hernández Tenorio, Jaime José Rodríguez Rivas, Oscar Carranza Castillo, Rubén Ortega González.....</i>	<b>749-766</b>
<b>OBTENCIÓN DEL MÁXIMO ANCHO DE BANDA PARA LA ADQUISICIÓN Y RECONSTRUCCIÓN DE SEÑALES ANALÓGICAS CON LA TARJETA SPARTAN 3E</b> <i>Enrique Gerardo Hernández Vega, Jorge Alberto Ortiz Gallo, Daniel Eduardo Morales Fernández, Alejandro Verduzco Hernández.....</i>	<b>767-780</b>
<b>MÉTODO DE INSTRUMENTACIÓN INDIRECTA BASADO EN ONDAS ACÚSTICAS DERIVADAS DE VIBRACIONES MECÁNICAS PARA LA ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD ANGULAR EN MAQUINARIA ROTATIVA</b> <i>Enrique Gerardo Hernández Vega, Sergio Iván Chavaría Estrada.....</i>	<b>781-798</b>
<b>DESIGN, CONSTRUCTION AND SIMULATION OF A UNIFORM MAGNETIC FIELD GENERATOR WITH STEEL NUCLEUS TO DEFLECT COSMIC RAYS</b> <i>Karla Natalia Herrera Guzmán, Raúl Alejandro Gutiérrez Sánchez, Jorge Luis Arceo Miquel, Julián Félix.....</i>	<b>799-814</b>
<b>DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE SENSORES DE GAS QCM DE ALTA SENSIBILIDAD PARA UNA NARIZ ELECTRÓNICA</b> <i>Juan Jesús Jiménez Arellano, Severino Muñoz Aguirre, Juan Castillo Mixcoatl, Georgina Beltrán Pérez, José Lorenzo Muñoz Mata.....</i>	<b>815-828</b>
<b>SIMULACIÓN DE ESTRATEGIAS DE BÚSQUEDA EN ANIMALES CON POSIBLES APLICACIONES EN COMPUTACIÓN Y ROBÓTICA</b> <i>Joel Ricardo Jiménez Cruz.....</i>	<b>829-847</b>
<b>EMULACIÓN EN FPGA DE TÉCNICA PARA CORRECCIÓN DEL DESEQUILIBRIO I/Q APLICADO EN UN MODULADOR DIGITAL 256-QAM</b> <i>Sergio Alberto Juárez Cazares, Aldo Bonilla Rodríguez, José Cruz Núñez Pérez.....</i>	<b>848-863</b>
<b>SINTONIZACIÓN DE UN CONTROLADOR PI APLICADO A UN HORNO EXPERIMENTAL A PARTIR DE LA IDENTIFICACIÓN DE MÚLTIPLES PUNTOS DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA UTILIZANDO UN ALGORITMO GENÉTICO</b> <i>Cecilia de los A. Keb Chulin, César I. Coyoc y Coyoc, J. Rubén Lagunas Jiménez, Víctor M. Moo Yam.....</i>	<b>864-877</b>
<b>A NEURO-FUZZY BASED CONTROL OF A SIMULATED SOFC IN A GRID CONNECTED ENVIRONMENT</b> <i>Sohail Khan, Juan Carlos Olivares Galván, Rafael Escarela Pérez.....</i>	<b>878-890</b>
<b>SISTEMA DE MONITOREO PARA UN EQUIPO DE ESTUDIOS DE TIEMPOS Y MOVIMIENTOS</b> <i>José Antonio Lara Chávez, Miguel Magos Rivera, Miguel Ángel Figueroa Sánchez, Miguel Ángel López Ontiveros, Lisaura Walkiria Rodríguez Alvarado, Jesús Loyo Quijada.....</i>	<b>891-908</b>
<b>MÉTODOS NUMÉRICOS EN INGENIERÍA UAM AZCAPOTZALCO: BAOC (BIG ACADEMIC OPEN COURSE)</b> <i>Hugo Pablo Leyva, Rafaela Blanca Silva López, Rafael Morales Gamboa.....</i>	<b>909-925</b>
<b>DISPOSITIVO TELEMÉTRICO PARA MONITOREO DE FRECUENCIA CARDIACA Y SATURACIÓN DE OXÍGENO</b> <i>Lorena Lomelí Herrera, Federico Aguayo Ríos, Rafael Martínez Peláez.....</i>	<b>926-943</b>
<b>IMPLEMENTACIÓN DE BLOQUES PARA CONTROLADORES DIFUSOS ANALÓGICOS CON CIRCUITOS CMOS Y OPAMPS</b>	

*Edgar López Delgadillo, Luis Alejandro Flores Oropeza, Luis Enrique Arámbula Miranda, Alfonso Vela Rivera, Martín Isaac Falcón Segovia..... 944-954*

**INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EOLOELÉCTRICO INTERCONECTADO A LA RED**  
*Adolfo Rafael López Núñez, Jesús Darío Mina Antonio, Roberto Carlos Gómez Hernández, Gabriel Calderón Zavala, Oscar Hernández Martínez..... 955-971*

**PROTOTIPO DIDÁCTICO PARA NIÑOS DE PRIMARIA BASADO EN LA IDENTIFICACIÓN DE EMOCIONES Y SUS CONSECUENCIAS**  
*Erick López Ornelas, Rocío Abascal Mena..... 972-984*

**CONSTRUCCIÓN DE MAPAS DE ISÓCRONAS PARA LA ZONA PONIENTE DE LA CIUDAD DE MÉXICO**  
*Erick López Ornelas, Rocío Abascal Mena, Santiago Avilés Vázquez..... 985-998*

**METODOLOGÍA PARA LA CORRECCIÓN DE DISTORSIÓN GEOMÉTRICA Y RECONSTRUCCIÓN 3D DE UN OBJETO MEDIANTE PERFILOMETRÍA WAVELET 1D**  
*Claudia Victoria López Torres, Gonzalo Elías Blanco Silva, Jesús Carlos Pedraza Ortega, Juan Manuel Ramos Arrequin, José Emilio Vargas Soto, Mayra Azucena Cíntora García..... 999-1013*

**SUPERVISIÓN DE TEMPERATURA Y HUMEDAD PARA EL CÁLCULO DE BALANCE ENERGÉTICO EN UN INVERNADERO CON TIEMPOS DE MUESTREO OBTENIDOS DE FORMA EXPERIMENTAL**  
*Sergio Eduardo Luna Arauz, Andrés Alfonso Andrade Vallejo, Pedro Guevara López, Juan Enrique Rubiño Pantana..... 1014-1027*

**SENSOR CAPACITIVO DE ALERTA PARA IDENTIFICAR IMPUREZAS EN ACEITE DE MOTORES DIESEL**  
*Hiram U. Luna López, Antonio Ramos Carrasco, María Elena Anaya Pérez, Dainet Berman Mendoza..... 1028-1041*

**IMPLEMENTACIÓN EN “HARDWARE IN THE LOOP” DEL SISTEMA CARRO-PÉNDULO INVERTIDO CON BASE EN EL MICROCONTROLADOR HÉRCULES RM57L843 DE TEXAS INSTRUMENTS**  
*Marcelino Martínez Aragón, Fermín Hugo Ramírez Leyva, José Aníbal Arias Aguilar..... 1042-1058*

**DIGITAPRENDE: UNA APLICACIÓN PARA LA ALFABETIZACIÓN DIGITAL DE ADULTOS MAYORES**  
*Daniel Martínez Espino, Alba Rocío Núñez Reyes, Dra. Rocío Abascal Mena..... 1059-1075*

**IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE ADMINISTRACIÓN Y CONTROL PARA UNA MICRO-RED DE CD UTILIZANDO PLATAFORMAS DE NATIONAL INSTRUMENTS**  
*Juan José Martínez Nolasco, José Alfredo Padilla Medina, Elías José Juan Rodríguez Segura, Agustín Sancén Plaza..... 1076-1093*

**SIMULADOR TRIDIMENSIONAL DE LA CINEMÁTICA DEL ROTOR DE UN AEROGENERADOR TRIPALA CON BASE EN LA CONVENCION D-H**  
*Ana Patricia Matus Vicente, Miguel Ángel Hernández López, Francisco Aguilar Acevedo, J. Jesús Arellano Pimentel..... 1094-1107*

**SISTEMA DE EVALUACIÓN POR COMPETENCIAS INTEGRADO A UNA PLATAFORMA EDUCATIVA INSTITUCIONAL**  
*Víctor Hugo Medina Sandoval, Arturo García Nevares, Miguel Ángel Rodríguez Ortiz..... 1108-1121*

**INSTRUMENTACIÓN Y MONITOREO POR RED INALÁMBRICA DE SENSORES MEDIANTE XBEE PARA UN PROCESO DE POLIMERIZACIÓN**  
*Cristian Mena Saucedo, Brian Manuel González Contreras, Miguel Ángel Munive Rojas, Fermín Martínez Solís..... 1122-1141*

**CASO APLICATIVO DEL SISTEMA DE GESTIÓN DIGITAL: GESTIÓN DE PROYECTOS DE INVESTIGACIÓN**  
*Iris Iddaly Méndez Gurrola, César Augusto Briseño Moreno, Rafaela Blanca Silva López..... 1142-1157*

**IDENTIFICACIÓN DE LOS FACTORES ADVERSOS QUE INFLUYEN EN LOS JÓVENES EGRESADOS PARA INCORPORARSE AL CAMPO LABORAL**  
*Luis Alberto Morales Rosales, Mariana Lobato Báez, Ignacio Algreto Badillo, Héctor Rodríguez Rangel... 1158-1173*

**CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL MULTIFASE PARA APLICACIONES DE MICRO REDES DE CD**  
*Jorge Rubén Morfín Orozco, Heriberto Rodríguez Estrada, Elías Rodríguez Segura..... 1174-1190*



<b>SEGMENTACIÓN DE IMÁGENES APLICANDO LA HERRAMIENTA COMPUTACIONAL P3S</b> <i>Antonio Orantes Molina, Irwin Jovany Salinas Vargas, Raúl Cruz Barbosa, Rosebet Miranda Luna, Verónica Rodríguez López.....</i>	<b>1191-1205</b>
<b>SIMULACIÓN BASADA EN AGENTES PARA EL CONTROL INTELIGENTE DE SEMÁFOROS MEDIANTE LÓGICA DIFUSA</b> <i>Héctor Rafael Orozco Aguirre, Saul Lazcano Salas, Víctor Manuel Landassuri Moreno.....</i>	<b>1206-1223</b>
<b>PREDICCIÓN DE POTENCIA FOTOVOLTAICA MEDIANTE REDES NEURONALES WAVELET</b> <i>José Daniel Ortiz López, Luis J. Ricalde Castellanos, Braulio J. Cruz Jiménez, Ricardo J. Peón Escalante..</i>	<b>1224-1236</b>
<b>SISTEMA AUTOMÁTICO DE INSPECCIÓN DE COMPONENTES MEDIANTE VISIÓN POR COMPUTADORA</b> <i>Iván César Palacios Aguayo, Ramiro Velázquez Guerrero.....</i>	<b>1237-1251</b>
<b>CONTROL DIFUSO PARA UN CONVERTIDOR CD-CD APLICADO A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS EN LOS MODOS MPPT Y CV</b> <i>Julio Cesar Peña Aguirre, Agustín Ramírez Agundis, Elías J. J. Rodríguez Segura, Juan José Martínez Nolasco.....</i>	<b>1252-1269</b>
<b>DESARROLLO DE SOFTWARE SCADA PARA PLANTA PILOTO DE CONCRETO SECO CON PROTOCOLO ETHERNET/IP</b> <i>Yolanda Pérez Pimentel, Ismael Osuna Galán.....</i>	<b>1270-1285</b>
<b>REDUCCIÓN DE CROSS-TALKING POR MEDIO DEL USO DE FOCALIZADORES EN APLICACIONES DE ULTRASONIDO</b> <i>Jovan Alejandro Ramírez Guzmán, Ignacio Herrera Aguilar, Gerardo Águila Rodríguez, Oscar Osvaldo Sandoval González.....</i>	<b>1286-1296</b>
<b>ANÁLISIS DEL MÉTODO DE CORRIMIENTO DE FASE PARA ESCANEADO Y RECONSTRUCCIÓN 3D DE OBJETOS</b> <i>Carlos Alberto Ramos Arrequin, Juan Carlos Moya Morales, Rodrigo Escobar Díaz Guerrero, Jesús Carlos Pedraza Ortega.....</i>	<b>1297-1311</b>
<b>VOLTMETRO BLUETOOTH Y DESPLIEGUE EN SMARTPHONE</b> <i>Fernando Reyes Avilés, Carlos Avilés Cruz.....</i>	<b>1312-1330</b>
<b>SISTEMA PARA EL MONITOREO DE OPINIÓN CENTRADO EN ENTIDADES A PARTIR DE TWITTER</b> <i>José Alejandro Reyes Ortiz, Ezra Saucedo Vargas, Ángeles Belém Priego Sánchez.....</i>	<b>1331-1346</b>
<b>CLASIFICACIÓN DE REPORTES CLÍNICOS PARA APOYAR EL DIAGNÓSTICO DEL CÁNCER</b> <i>José Alejandro Reyes Ortiz, Beatriz Adriana González Beltrán, Mireya Tovar Vidal.....</i>	<b>1347-1361</b>
<b>MODELADO Y CONTROL DEL GIROSCOPIO ECP-750</b> <i>José Manuel Reyes Rodríguez, Fernando Reyes Cortés, J. Eligio Moisés Gutiérrez Arias.....</i>	<b>1362-1375</b>
<b>SIMULACIÓN DEL CONTROL Y LA COORDINACIÓN DE UN ROBOT EXPLORADOR EN UN AMBIENTE AGRÍCOLA</b> <i>Marisol Rodríguez Cuevas, Andrés Fernando Jiménez López, Pedro F. Cárdenas H.....</i>	<b>1376-1391</b>
<b>DETECCIÓN DE FALLA DE RODAMIENTO EN UNA CADENA CINEMÁTICA VÍA EMISIÓN ACÚSTICA</b> <i>Luis Alejandro Romero Ramírez, Luis Morales Velázquez, Roque A. Osornio Ríos, René de Jesús Romero Troncoso, Daniel Moríñigo Sotelo.....</i>	<b>1392-1406</b>
<b>DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS DE UN DETECTOR HÍBRIDO DE RAYOS CÓSMICOS DE 4 CANALES</b> <i>Francisco Javier Rosas Torres, Julián Félix.....</i>	<b>1407-1420</b>
<b>TRANSMISIÓN-RECEPCIÓN DE AUDIO VÍA LUZ VISIBLE</b> <i>Sergio Sandoval Reyes, Arturo Hernández Balderas.....</i>	<b>1421-1433</b>
<b>DISEÑO E INTEGRACIÓN DE UNA COMPUTADORA A BORDO PARA VUELOS ESTRATOSFÉRICOS</b> <i>Lauro Santiago Cruz, Indira Citlalli Cortés Sánchez, Mario Alberto Mendoza Bárcenas.....</i>	<b>1434-1447</b>
<b>CASO APLICATIVO DEL SISTEMA DE GESTIÓN DIGITAL: GESTIÓN DE ESPACIOS FÍSICOS</b>	

<b>Rafaela Blanca Silva López, César Arostégui Ramírez, Iris Iddaly Méndez Gurrola, Hugo Pablo Leyva.....</b>	<b>1448-1465</b>
<b>ANÁLISIS DE UN SISTEMA DE ENFRIAMIENTO DEL CPU DE UNA COMPUTADORA EMBEBIDA POR MEDIO DE UNA CELDA PELTIER</b>	
<b>Víctor Daniel Tejeda Mejía, Miguel Ángel Olivares Robles, Pedro Guevara López.....</b>	<b>1466-1478</b>
<b>SIMULACIÓN “HARDWARE IN THE LOOP” DE UN INVERSOR TRIFÁSICO CONECTADO A LA RED ELÉCTRICA</b>	
<b>Manuel Tlapa Juárez, Edgar Peralta Sánchez, Juan Marcos Ruiz Dávila, Sergio Alejandro Cardeña Moreno, Félix Quirino Morales.....</b>	<b>1479-1495</b>
<b>IMPLEMENTACIÓN DE UN DETECTOR DE CAÍDAS PARA SU APLICACIÓN EN PACIENTES HOSPITALIZADOS Y PERSONAS DE LA TERCERA EDAD</b>	
<b>José Luis Vázquez Ávila, Walter Ariel Silva Martínez, Rafael Sánchez Lara, Casandra Sánchez Galván.....</b>	<b>1496-1507</b>
<b>DISEÑO DE SISTEMAS HIPERCAÓTICOS PARA IMPLEMENTACIÓN EN DISPOSITIVOS LÓGICOS PROGRAMABLES ENFOCADO A APLICACIONES DE SEGURIDAD</b>	
<b>Jorge Gustavo Vázquez Duran, Ramón Ramírez Villalobos, Luis Néstor Coria de los Ríos, Manuel de Jesús García Ortega.....</b>	<b>1508-1517</b>
<b>SISTEMA DE CÁLCULO DEL CONSUMO ELÉCTRICO DE LA UAM AZCAPOTZALCO</b>	
<b>Rodrigo Vázquez López, Eduardo Campero Littlewood, Felipe González Montañez, Juan Carlos Olivares Galván, Raúl Arturo Ortiz Medina.....</b>	<b>1518-1530</b>
<b>IMPLANTACIÓN DE UNA LPWAN PARA MONITOREO DE TEMPERATURA Y HUMEDAD EN UN INVERNADERO</b>	
<b>José Ignacio Vega Luna, Mario Alberto Lagos Acosta, Gerardo Salgado Guzmán, Víctor Noé Tapia Vargas, Francisco Javier Sánchez Rangel, José Francisco Cosme Aceves.....</b>	<b>1531-1548</b>
<b>INVENTARIO DE MÁQUINAS EXPENDEDORAS USANDO UNA LPWAN</b>	
<b>José Ignacio Vega Luna, Mario Alberto Lagos Acosta, Gerardo Salgado Guzmán, Víctor Noé Tapia Vargas, Francisco Javier Sánchez Rangel, José Francisco Cosme Aceves.....</b>	<b>1549-1566</b>
<b>MÉTODO EXPERIMENTAL DE ESTIMACIÓN DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE UN MOTOR DE CD UTILIZANDO ENCODER DE CUADRATURA</b>	
<b>Jorge Fernando Vera Centeno, Ignacio Herrera Aguilar, Gerardo Águila Rodríguez, Oscar Osvaldo Sandoval González, Blanca Estela González Sánchez.....</b>	<b>1567-1582</b>
<b>MODELOS DE TECNOLOGÍAS DEL BIG DATA ANALYTICS Y SU APLICACIÓN EN SALUD</b>	
<b>Gustavo Verduzco Reyes, Ernesto Bautista Thompson, Jorge A. Ruiz Vanoye, Alejandro Fuentes Penna... 1583-1599</b>	
<b>ROBOT CARTESIANO DE 3 GDL PARA INSPECCIÓN DE ESFUERZOS RESIDUALES MEDIANTE PRINCIPIO DE FOTOELASTICIDAD</b>	
<b>Ángel Vergara Betancourt, Fernando García Ortiz, José Guadalupe Gaona Reyes, Carlos Cortés Martínez. 1600-1615</b>	
<b>BRAZO ROBÓTICO CONTROLADO POR MEDIO DE VISIÓN COMPUTACIONAL UTILIZANDO UN KINECT</b>	
<b>Celina Villicaña González, María Teresa Orvañanos Guerrero, Eduardo Rodríguez Figueroa.....</b>	<b>1616-1632</b>
<b>DEVELOPMENT OF A WIRELESS SIGNAL ACQUISITION SYSTEM FROM SENSORS FOR COMFORT AND ENERGY QUALITY</b>	
<b>Israel Zamudio Ramírez, Arturo Yosimar Jaen Cuellar, Roque Alfredo Osornio Ríos.....</b>	<b>1633-1647</b>
<b>MAXIMUM PRINCIPLE FOR TIME MINIMIZATION OF CIRCUIT DESIGN PROCESS</b>	
<b>Alexander Zemliak.....</b>	<b>1648-1663</b>
<b>ANALYSIS OF DIFFERENT STRATEGIES FOR CIRCUIT OPTIMIZATION</b>	
<b>Alexander Zemliak, Fernando Reyes Cortés.....</b>	<b>1664-1677</b>

## **EDITORIAL**

Pistas Educativas en su número 128, tiene el agrado de presentar el número especial de la décimo tercera semana nacional de Ingeniería Electrónica –SENIE 2017-, que se llevó a efecto entre el 4 y el 6 de octubre del 2017 bajo la organización conjunta de la División de Ciencias Básicas e Ingeniería de la Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco, así como la Universidad de la Salle Bajío, fungiendo esta última institución como anfitriona del evento. Cada uno de los artículos que aquí se publican fue sometido a la consideración de dos investigadores expertos en el tema (doble ciego), teniendo el Comité Técnico de SENIE 2017 la responsabilidad en lo que se refiere a su calidad técnica. Por su parte, Pistas Educativas tuvo bajo su cuidado la edición de los textos de acuerdo, como siempre, con sus normas de publicación. A través de esta edición, el Tecnológico Nacional de México en Celaya, por medio de Pistas Educativas, avanza en su cometido de ser un vehículo para la difusión del conocimiento, albergando en esta ocasión las experiencias y logros de los que dan cuenta en sus artículos los estudiantes, profesores e investigadores de buena parte del sistema educativo nacional que se congregaron en SENIE 2017.

# **MODELADO Y CONTROL DE UN CONVERTIDOR BOOST EN DCM EMPLEADO EN UN SISTEMA FOTOVOLTAICO PARA TRABAJAR EN MODO RED Y EN MODO ISLA**

***Miguel Ángel Abundis Fong***

Instituto Politécnico Nacional, SEPI-ESIME

*abundisfong@hotmail.com*

***Óscar Carranza Castillo***

Instituto Politécnico Nacional, Escuela Superior de Cómputo y SEPI-ESIME

*ocarranzac@ipn.mx*

***Jaime José Rodríguez Rivas***

Instituto Politécnico Nacional, SEPI-ESIME

*jjrodriguezr@ipn.mx*

***Rubén Ortega González***

Instituto Politécnico Nacional, Escuela Superior de Cómputo y SEPI-ESIME

*rortegag@ipn.mx*

## **Resumen**

En este artículo se presenta el modelado de un convertidor CD-CD tipo Boost en el Modo de Conducción Discontinua (DCM); así como el diseño de sus lazos de control, siguiendo el esquema de control por Modo Corriente Media (ACC). El convertidor electrónico de potencia tipo Boost forma parte de un sistema que emula la generación fotovoltaica mediante paneles solares en el contexto de microrredes. El objetivo es utilizar el convertidor Boost para elevar y regular el voltaje generado por los paneles, de manera que este sirva como tensión de entrada a un inversor monofásico tipo puente completo, para su posterior conexión con la red eléctrica, o bien, para su operación en modo Isla alimentando una carga. Los controladores diseñados son validados mediante simulación, verificando que cumplan con los requisitos de sobretiro máximo y tiempo de

asentamiento. Los resultados obtenidos, comprueban que el controlador diseñado tiene una respuesta transitoria aceptable ante perturbaciones en la entrada del sistema.

**Palabras Claves:** Control modo, corriente media, convertidor Boost, microrredes, modo de conducción discontinua.

## **Abstract**

*In this paper, a Discontinuous Conduction Mode model and an Average Current Control scheme are developed for a DC-DC Boost type power converter. The Boost converter is part of a system that emulates photovoltaic generation using solar panels in the context of microgrids. The objective is to use the Boost converter to rise and regulate the voltage generated by the panels, so that it serves as the input voltage to a single-phase full-bridge inverter, for later connection to the power grid, or for its operation In Island mode by supplying power to a load. The designed controllers are validated by means of computer simulation, verifying that they satisfy the requirements of maximum overshoot and settling time. The results obtained show that the designed controller has an acceptable transient response to disturbances at the system input.*

**Keywords:** Average current control, Boost converter, discontinuous conduction mode, microgrids.

## **1. Introducción**

En los sistemas eléctricos de potencia actuales se procura tener una mayor participación de las fuentes de energía renovables. Este hecho plantea el desafío de contar con un mejor diseño y control de los convertidores electrónicos de potencia que son parte integral en los esquemas de Generación Distribuida de las Redes Inteligentes (*Smart Grids*) [Sharkawi, 2013].

La energía solar fotovoltaica es una de las fuentes renovables que más desarrollo ha tenido en los últimos años. Estos sistemas de generación presentan las desventajas de una baja eficiencia y baja potencia, además de que es intermitente a lo largo del día. Sin embargo, es uno de los recursos más abundantes y, en

ocasiones, es la opción más viable para proveer de electricidad a regiones sin acceso a la red eléctrica [Labouret, 2010]. Por tal motivo, es necesario contar con convertidores electrónicos que regulen con precisión los niveles de energía generada y que la distribuyan a sus cargas, cumpliendo con la amplitud y frecuencia establecidas, y con los niveles de distorsión armónica total permisibles. En [He, 2004] se presenta un modelo ACC híbrido para un convertidor Boost en conducción continua (CCM) utilizando un microcontrolador de 8 bits. Un modelo ACC robusto se describe en [Benavent et al., 2005] para disminuir las limitaciones derivadas del cero en el semiplano derecho de la función de transferencia de voltaje de salida respecto al control. Sin embargo, ambos trabajos contemplan sólo la operación en modo Isla. La transición entre los modos Isla y Red es estudiada en [Carrillo et al., 2016] para la operación en CCM, presentándose así el efecto de recuperación inversa en el Boost.

En el presente artículo se propone el control ACC como esquema de control de un convertidor Boost, el cual es parte de un sistema de generación fotovoltaica. El convertidor Boost opera en el Modo de Conducción Discontinua (DCM) a manera de evitar el efecto de recuperación inversa en el interruptor de potencia [Mohan, 2003]. La figura 1 muestra el esquema del sistema bajo estudio.

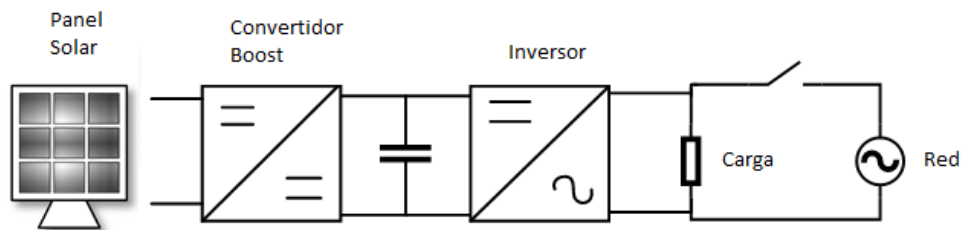


Figura 1 Esquema del sistema fotovoltaico.

El sistema está compuesto por una fuente programable de CD que representa la energía variable generada por un arreglo de paneles solares. A su salida se conecta el convertidor Boost, y a la salida de este, un inversor tipo puente completo. En la salida del inversor se conecta un filtro LCL para reducir el efecto de los armónicos y un transformador de relación 1:1 para proporcionar

aislamiento. El inversor y el filtro LCL están fuera del alcance de este artículo. El sistema está contemplado para operar en modo Isla, alimentando una carga; así como, para su operación en modo Red, inyectando la energía a la red de distribución eléctrica. La figura 2 muestra el circuito del sistema para el modo Isla, y la figura 3, para el modo Red.

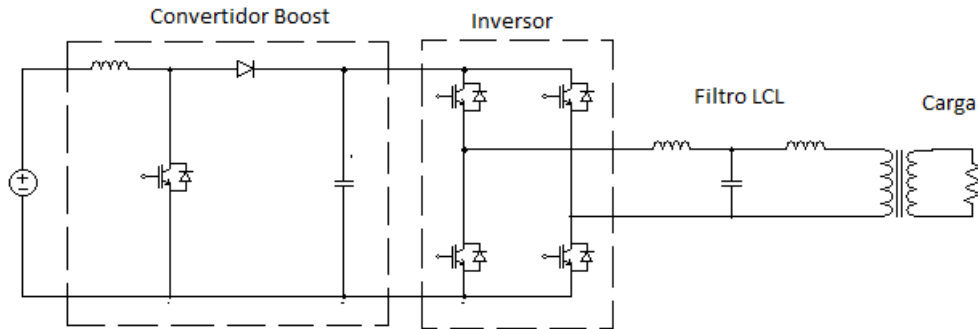


Figura 2 Sistema fotovoltaico en modo Isla.

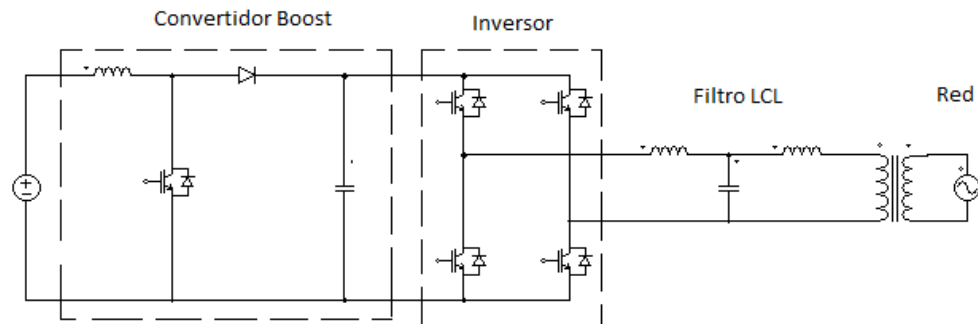


Figura 3 Sistema fotovoltaico en modo Red.

## 2. Métodos

Para realizar el análisis del comportamiento del convertidor Boost, debido a que este es un circuito no lineal, se debe obtener un circuito equivalente lineal alrededor de un punto de operación. Para ello, se utiliza el método del conmutador PWM [Garcerá, 1998]. Este método consiste en sustituir por un circuito equivalente la celda de conmutación, la cual, está presente en todos los convertidores. Dicha celda se conforma por el inductor, el interruptor de potencia, el capacitor y el diodo. Los nodos de los que forman parte estos elementos se designan como terminal activa (A), pasiva (P) y común (C), como se muestra en la

figura 4. Para el caso en que se trabaja en DCM, se tienen los circuitos equivalentes de gran señal y de pequeña señal de la figura 5 [Vorperian, 1990].

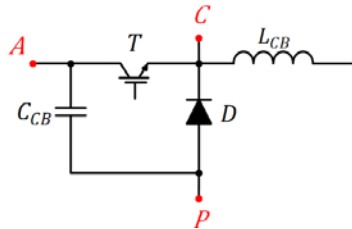


Figura 4 Terminales de la celda básica de conmutación.

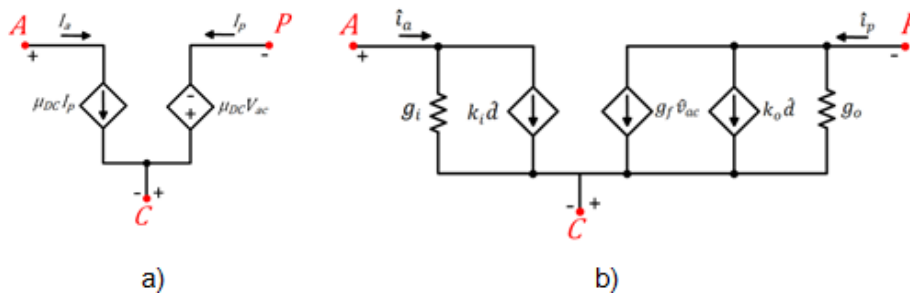


Figura 5 Circuitos equivalentes, celda básica conmutación modo conducción discontinua.

En los circuitos de la figura 5,  $I_a$  e  $I_p$  son las corrientes que circulan por las terminales A y P de la celda básica, respectivamente, y  $V_{ac}$  es la tensión entre las terminales A y C. Además, las variables  $\hat{i}_a$ ,  $\hat{i}_p$  y  $\hat{v}_{ac}$  son: la corriente que circula por A, la corriente que circula por P y la tensión entre las terminales A y C en pequeña señal, respectivamente. El valor de  $\mu_{DC}$  se expresa en ecuación 1, donde  $D$  es el ciclo de trabajo del interruptor,  $f_s$  es la frecuencia de conmutación,  $L$  es la inductancia del convertidor y  $V_{cp}$  es la tensión entre las terminales C y P.

$$\mu_{DC} = \frac{D^2 V_{cp}}{2L f_s I_a} = \frac{D^2 V_{ap}}{2L f_s I_p} \quad (1)$$

Del circuito se obtiene la relación de  $V_{CP}$  y de  $I_a$  que se expresan en ecuaciones 2 y 3.

$$V_{cp} = \mu_{DC} V_{ac} \quad (2)$$

$$I_a = \mu_{DC} I_p \quad (3)$$



La sustitución del circuito de la figura 5a en el convertidor Boost, da lugar a los circuitos equivalentes de gran señal para los modos Isla y Red que se muestran en la figura 6 y en la figura 7, respectivamente.

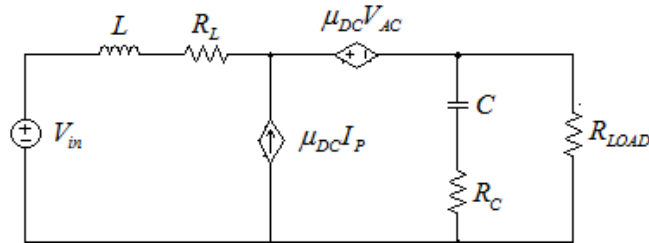


Figura 6 Modelo lineal a gran señal del convertidor Boost en modo Isla.

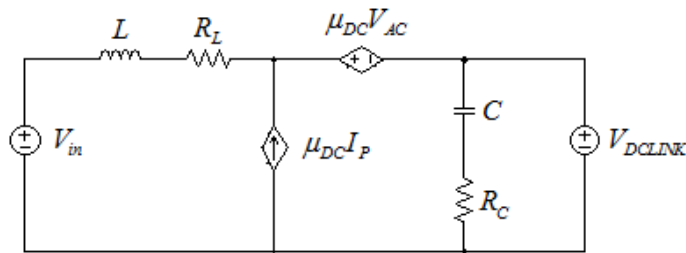


Figura 7 Modelo lineal a gran señal del convertidor Boost en modo Red.

Los valores de los parámetros  $k_i$ ,  $k_o$ ,  $g_f$ ,  $g_i$  y  $g_o$  de la figura 5b son como se describe en [Vorperian, 1990]. La sustitución del circuito de la figura 5b en el convertidor Boost, da lugar a los circuitos equivalentes de pequeña señal para los modos Isla y Red que se muestran en la figura 8 y en la figura 9, respectivamente; y en donde  $R_L$  y  $R_C$  representan las resistencias internas del inductor y el capacitor.

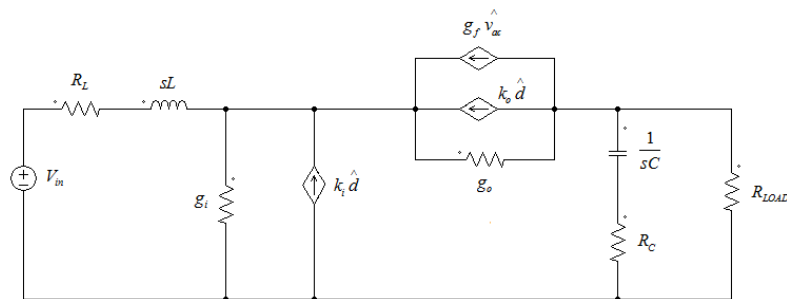


Figura 8 Modelo lineal a pequeña señal del convertidor Boost en Modo Isla.

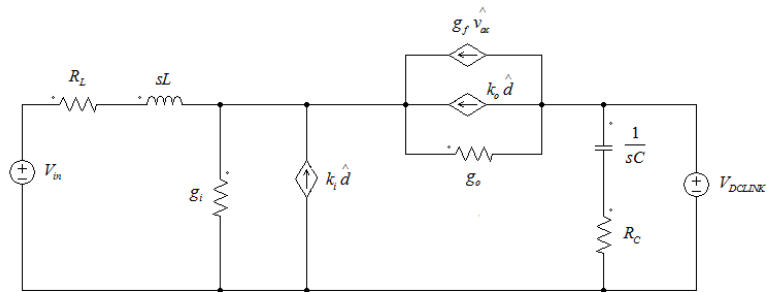


Figura 9 Modelo lineal a pequeña señal del convertidor Boost en Modo Red.

Para el circuito equivalente en modo Isla, la carga que alimenta el convertidor es modelada por una resistencia; y en el caso del circuito equivalente de modo Red, la salida del Boost tiene como carga una fuente de CD, debido a que, en este modo de operación, es el inversor quien controla la tensión en el Bus de CD. Para el sistema fotovoltaico se considera un arreglo de paneles solares que entrega una potencia máxima de 2 kW en ambos modos, con un voltaje de 96 V. Para el convertidor Boost se consideran los valores nominales mostrados en la tabla 1. La frecuencia de conmutación de los interruptores IGBT de potencia es de 10 kHz.

Tabla 1 Valores nominales del convertidor Boost.

ELEMENTO	VALOR
Potencia de salida, $P_{out}$	2 000 W
Tensión de salida, $V_{out}$	200 V
Corriente de salida, $I_{out}$	10 A
Resistencia de carga, $R_{LOAD}$	20 $\Omega$
Resistencia del inductor, $R_L$	75 m $\Omega$
Inductor, L	50 $\mu$ H
Resistencia del capacitor, $R_C$	50 m $\Omega$
Capacitor, C	1.1 mF

Los controladores de todos los lazos se sintonizan siguiendo el criterio de estabilidad de Bode. Se consideran como valores mínimos un Margen de Fase (MF) de 50° y un Margen de Ganancia (MG) de 7 dB, para asegurar la estabilidad del sistema [Garcerá, 1998]. A continuación, se presenta el análisis del convertidor para ambos modos de operación y el diseño de los controladores propuestos.

En el modo Isla, el convertidor Boost es el encargado de regular la tensión del Bus de CD, para este propósito se emplea el esquema ACC, como se muestra en la



La variable que controlar en el lazo interno es la corriente media que circula por el inductor, la cual corresponde a la corriente media de entrada al convertidor. La función de transferencia que se utiliza para este lazo de control es  $G_{idB}(s)$  que relaciona la variación de la corriente en el inductor  $i_L$  respecto a la variación del ciclo de trabajo  $d$  del interruptor, la cual se muestra en ecuación 8, y donde  $Y_L$  es la admitancia del inductor con su resistencia interna en serie (ecuación 9) y  $Y_o$  es la admitancia de salida (ecuación 10).

$$G_{idB}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{V}_{in}=0} = \frac{-Y_L [(Y_o + g_o)(k_i + k_o) - (k_o g_o)]}{(Y_o + g_o)(Y_L + g_i + g_o + g_f) - g_o(g_o + g_f)} \quad (8)$$

$$Y_L(s) = \frac{1}{Z_L(s)} = \frac{1}{R_L + sL} \quad (9)$$

$$Y_o(s) = \frac{1}{Z_o(s)} = \frac{sC(R_C + R_{LOAD}) + 1}{R_{LOAD}(sCR_C + 1)} \quad (10)$$

Para realizar el lazo de control, la magnitud del compensador de corriente  $G_{iBI}$  a la frecuencia de conmutación, debe cumplir las dos condiciones que se muestran en ecuaciones 11 y 12.

$$|G_{iBI}(s)|_1 < 20 \log_{10} \left( \frac{S_e L}{(V_{out} - V_{in}) R_{iB}} \right) \quad (11)$$

$$|G_{iBI}(s)|_2 < 20 \log_{10} \left( \frac{2S_e L}{V_{in} R_{iB}} \right) \quad (12)$$

Donde  $V_{in}$  es la tensión de entrada,  $V_{out}$  es la tensión media de salida del Boost y  $S_e$  es la rampa externa de la señal portadora del modulador. Estas condiciones se refieren a la inestabilidad en la amplitud del rizado de la señal de control. La condición  $|G_{iBI}(s)|_1$  establece que la señal de control que se obtiene del compensador de corriente debe ser menor que la onda portadora, mientras que la condición  $|G_{iBI}(s)|_2$  implica que el rizado de la señal de control debe ser menor que el doble de su valor medio, tal que no llegue a anularse su valor instantáneo [Carranza, 2012]. Para este caso ecuación 13.

$$S_e = 10000 \quad (13)$$

Los valores de las ecuaciones 11 y 12 dan como resultado ecuaciones 14 y 15.

$$|G_{iBI}(s)|_1 < -18.8263 \text{ dB} \quad (14)$$

$$|G_{iBI}(s)|_2 < -12.1104 \text{ dB} \quad (15)$$

Por lo que, el controlador de corriente sintonizado está por ecuación 16.

$$G_{iBI}(s) = 0.0026342 \frac{(s+19637)}{(s)} \quad (16)$$

Se verifica que el controlador sintonizado cumpla ecuaciones 14 y 15, mediante el análisis de su diagrama de Bode. Como se observa en la figura 11, el compensador sintonizado tiene una magnitud de -51.2 dB a la frecuencia de conmutación, cumpliendo así con las condiciones requeridas. La función de transferencia de lazo abierto está dada por ecuación 17.

$$T_i(s) = F_m R_i G_{iBI}(s) G_{idB}(s) DG(s) \quad (17)$$

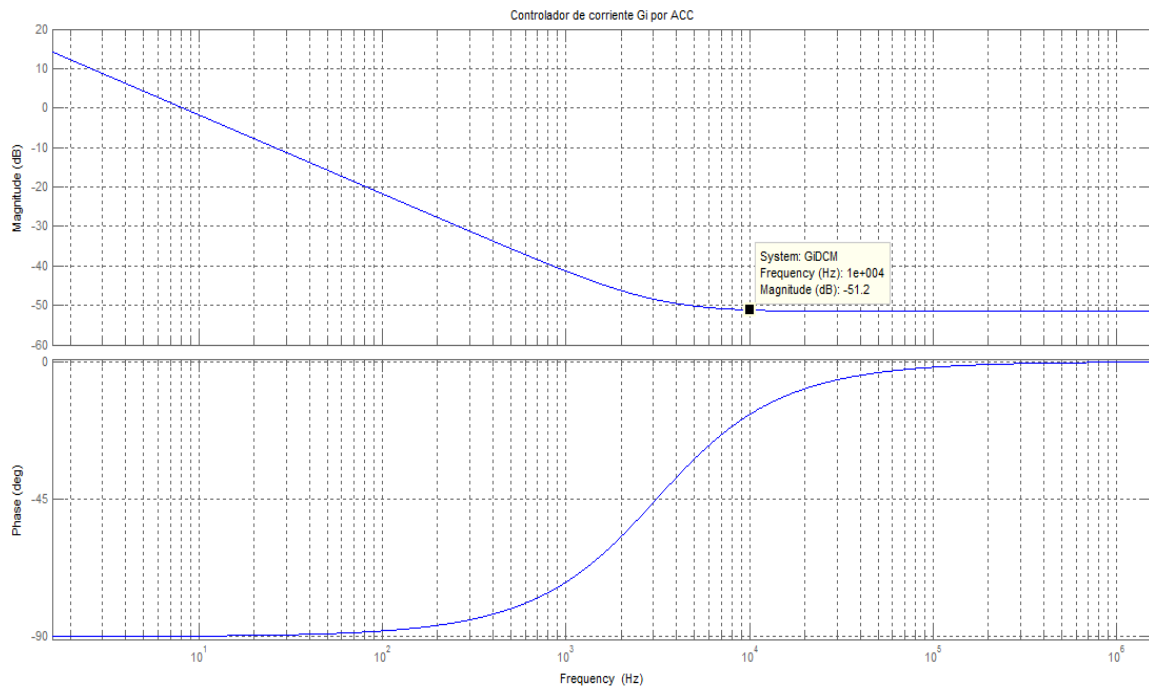


Figura 11 Diagrama de Bode de  $G_{idB}$ .

La función de transferencia de lazo cerrado que relaciona la corriente del inductor con la salida del compensador de tensión está expresada por ecuación 18.

$$G_{icB}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_c} = \frac{(1 + G_{iBl}(s))(F_m DG(s)G_{idB}(s))}{(1 + T_i)} \quad (18)$$

Para el lazo externo de tensión, la función de transferencia de interés es la que relaciona la tensión de salida del convertidor con la señal de salida del compensador de tensión, mostrada en ecuación 19.

$$G_{vcB}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{\left[ (g_f + g_o)(k_i + k_o) - (k_o)(Y_L + g_i + g_o + g_f) \right] F_m \left[ (1 + G_{idB}) - (R_{iB} G_{iBl} D G G_{icB}) \right]}{(Y_o + g_o)(Y_L + g_i + g_o + g_f) - g_o(g_o + g_f)} \quad (19)$$

El compensador sintonizado se muestra en ecuación 20.

$$G_{vBl}(s) = 0.00057981 \frac{(s + 72856)}{(s)} \quad (20)$$

Para la función de transferencia de lazo abierto no se toma en cuenta el retraso digital, ya que se encuentra incluido en lazo interno de corriente y su efecto en el lazo externo es despreciable. Por lo tanto, la función de lazo abierto se determina mediante ecuación 21.

$$T_v(s) = G_{vcB}(s) \beta_{iB} G_{vBl}(s) \quad (21)$$

El ancho de banda del lazo es de 14 Hz, el Margen de Ganancia es 97.6 dB, y el Margen de Fase es de 84.3°, como se muestra en la figura 12. La función de lazo cerrado está expresada por ecuación 22.

$$G_{vrB}(s) = \frac{G_{vB}(s)G_{vcB}(s)}{(1 + T_v(s))} \quad (22)$$

En el modo Red, la tensión en el Bus de CD es regulada por el inversor. Por lo tanto, el Boost se controla únicamente a través del lazo de corriente, el cual se encarga de mantener el valor requerido de corriente promedio del inductor. El diagrama de bloques del lazo de control se muestra en la figura 13. Del análisis del circuito equivalente de la figura 9, se obtiene la función de transferencia que

relaciona la corriente en el inductor con el ciclo de trabajo del interruptor y está dada por ecuación 23.

$$G_{idBG}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \bigg|_{\hat{V}_{in}=0} = \frac{-(g_i + g_o)(k_i + k_o)}{Z_L(1 + g_f) + (g_o + g_f)} \quad (23)$$

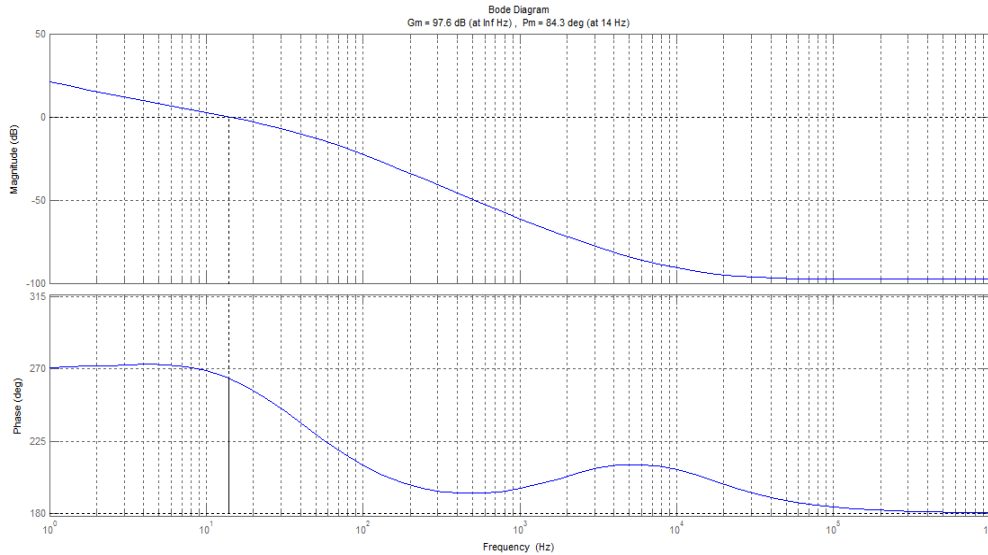


Figura 12 Ancho de banda, Margen de Ganancia y Margen de Fase para el modo Isla.

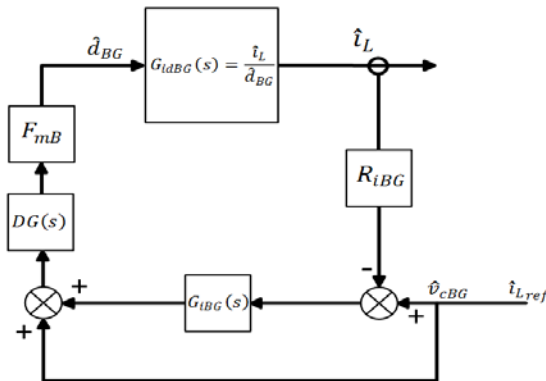


Figura 13 Diagrama de bloques en modo Red.

Para evitar cambios de compensadores cuando se trabaja en modo red y en modo isla, se utiliza el mismo compensador de corriente empleado en modo isla (ecuación 24), y se verifica que se cumplan las ecuaciones 11 y 12 para la operación en modo Red.

$$G_{iBG}(s) = 0.0026342 \frac{(s+19637)}{(s)} \quad (24)$$

La función de transferencia en lazo abierto está expresada por ecuación 25.

$$T_{iG}(s) = G_{idBG}(s)R_{iB}DG(s)F_mG_{iBG}(s) \quad (25)$$

La función de transferencia a lazo cerrado se obtiene por ecuación 26.

$$G_{icBG}(s) = \frac{G_{idBG}(s)DG(s)F_m(1+G_{iBG}(s))}{(1+T_{iG}(s))} \quad (26)$$

El ancho de banda del lazo es de 92 Hz, el Margen de Ganancia es 46.2 dB, y el Margen de Fase es de 69°, como se muestra en la figura 14.

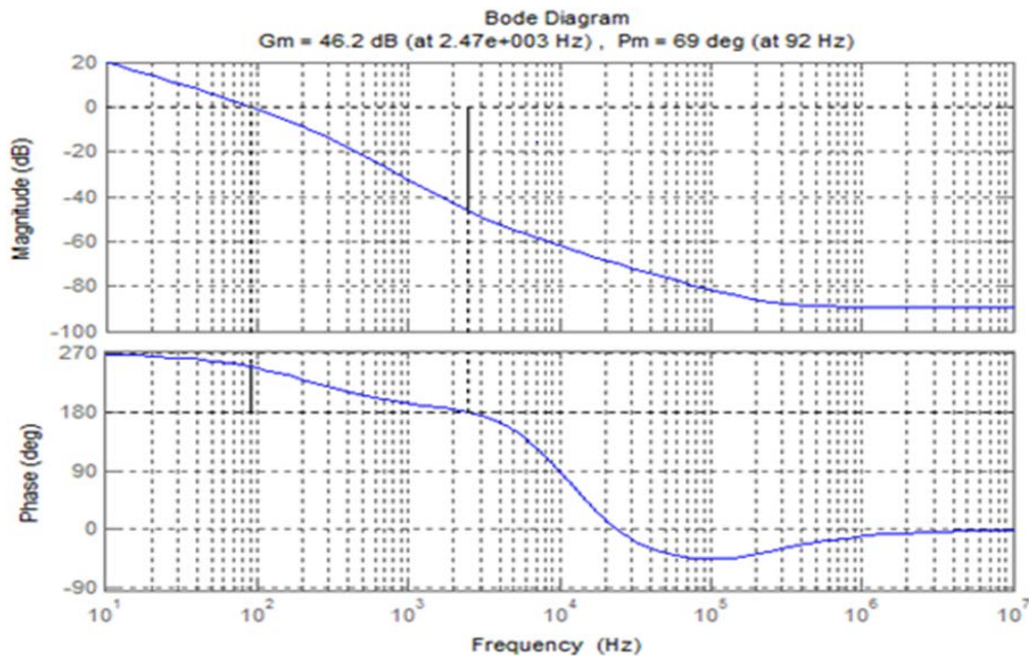


Figura 14 Ancho de banda, Margen de Ganancia y Margen de Fase para el modo Red.

### 3. Resultados

A continuación, se presentan los resultados en simulación del sistema bajo estudio y de los lazos de control propuestos. Para este propósito, se simula el sistema en PSIM, como se muestra en la figura 15, para el modo Isla.



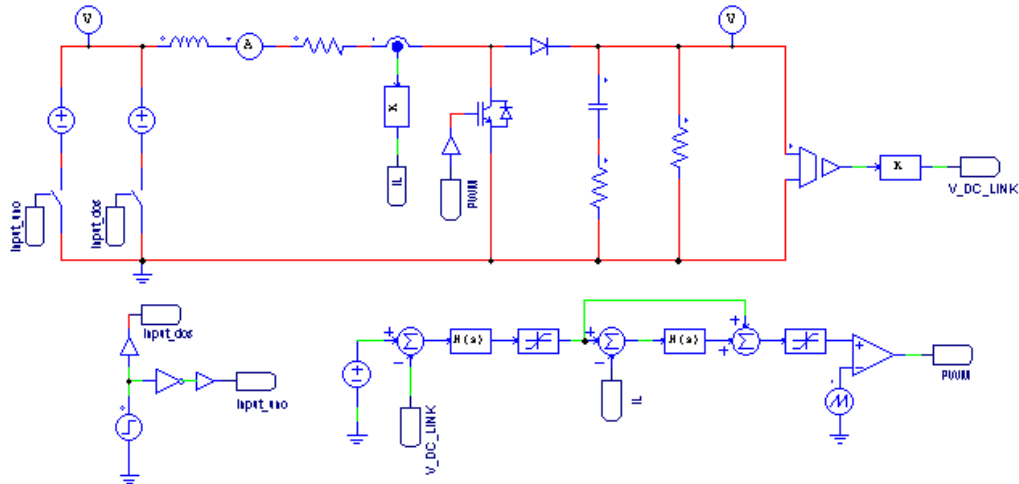


Figura 15 Convertidor Boost en modo Isla.

El sistema es simulado incluyendo perturbaciones en la tensión de entrada, lo que representa la variación en la salida del panel fotovoltaico. En la figura 16 se muestra que el Boost proporciona el valor de tensión media deseada aun cuando se tiene la perturbación en la tensión de entrada; se tiene un sobretiro máximo del 4.7% del valor de referencia, con un tiempo de asentamiento de 0.2 s.

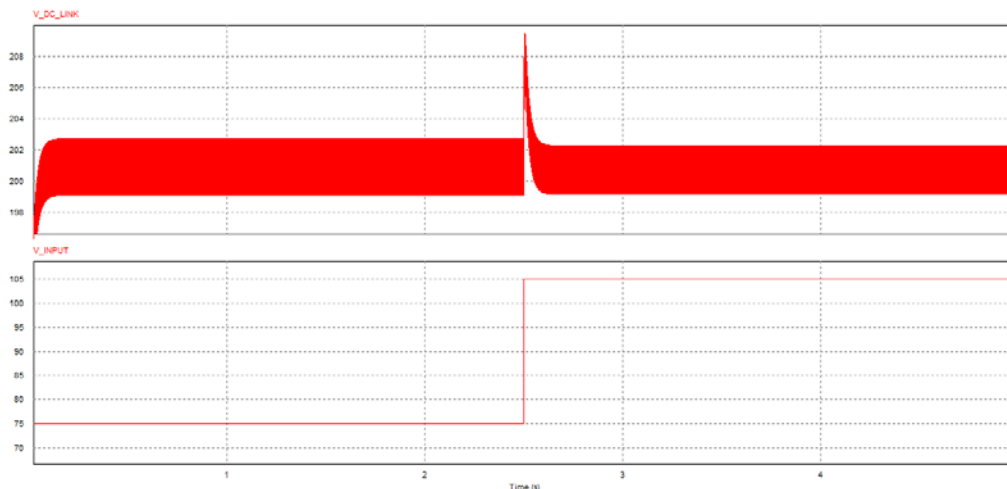


Figura 16 Tensión en el Bus de CD y tensión de entrada al convertidor en modo Isla.

Las perturbaciones consideradas están en el rango de 75 a 105 V. La figura 17 muestra que la corriente en el inductor permanece en DCM y que su valor promedio es el requerido de 22 A.

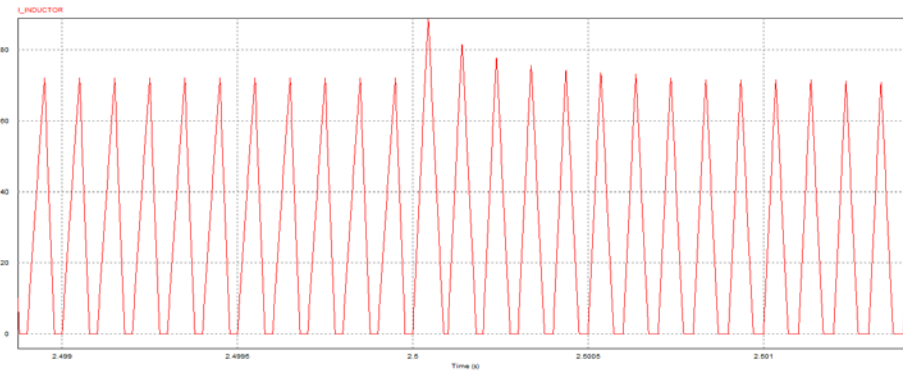


Figura 17 Respuesta transitoria de la corriente en el inductor en el modo Isla.

En la figura 18 se muestra el sistema para el modo Red. De igual manera, en la figura 19 se muestra la corriente en el inductor que permanece en DCM y con valor promedio de 22 A para el modo Red, cerca del momento de la perturbación, la cual es a 2.5 segundos para ambos modos de operación.

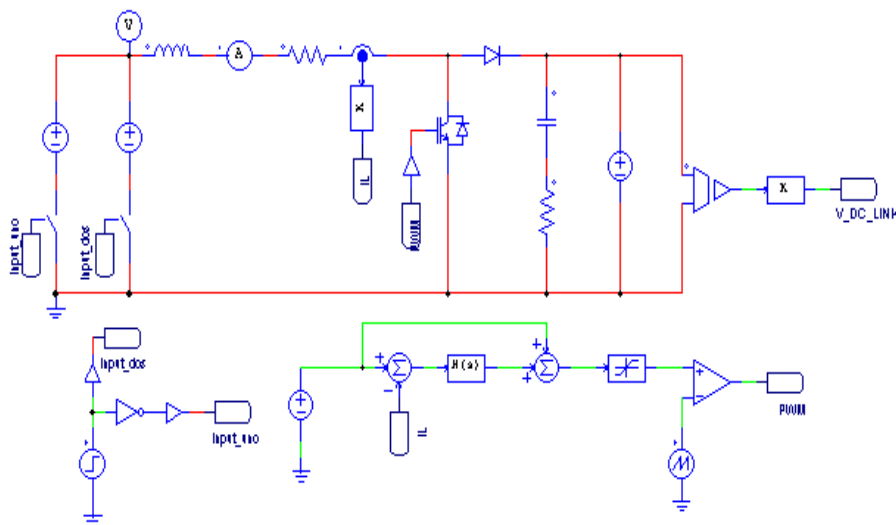


Figura 18 Sistema simulado en modo Red.

#### 4. Discusión

Como se observa a partir de los resultados en simulación, los controladores de tensión y corriente cumplen su función de manera satisfactoria en ambos modos de operación. Para el caso de operación en modo Isla, el sobretiro en el nivel de tensión debido a la acción del controlador es tan sólo del 4.7%, lo cual representa una respuesta aceptable; además de que el rizo en estado estacionario de la

tensión es menor al 2%. En el caso del controlador de corriente, la corriente en el inductor tiene un sobretiro de aproximadamente 22% en su valor pico y un tiempo de asentamiento de 0.02 s, esto es debido a que la velocidad de respuesta del controlador de corriente es diez veces más rápida que la velocidad de respuesta del lazo de tensión. Para la operación en modo Red, la referencia de corriente se modela como una fuente de voltaje de CD con el valor de corriente promedio requerido; el sobretiro en el valor pico de la corriente del inductor es menor en comparación a la operación en modo Isla, siendo este del 19.5%.

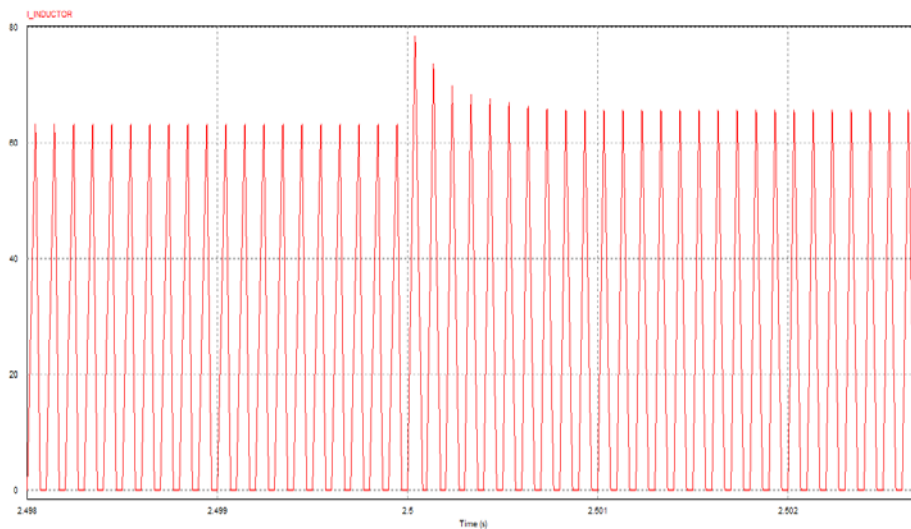


Figura 19 Respuesta transitoria de la corriente en el inductor en el modo Red.

## 5. Conclusiones

En este trabajo se presenta un esquema de control modo corriente media para un convertidor Boost operando en modo Isla y en modo Red. Los controladores diseñados de los lazos de tensión y corriente son del tipo PI. Los controladores son validados mediante la simulación del sistema en PSIM, donde se observa que se cumplen los requisitos de sobretiro máximo y de tiempo de asentamiento, durante la respuesta transitoria ante perturbaciones en la entrada del sistema.

Los esquemas de control serán implementados a través de un DSP y del prototipo del convertidor Boost que actualmente se está desarrollando, con la finalidad de validar experimentalmente los esquemas de control y el convertidor.

## **6. Bibliografía y Referencias.**

- [1] Benavent, J. M., et al., Robust Model-Following Regulator for Average Current-Mode Control of Boost DC-DC Converters. 2005 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Dubrovnik, Croatia, 2005
- [2] Carranza, O., Estudio de técnicas de control de rectificadores Boost Trifásicos con filtro LCL para reducción de la distorsión armónica en corriente, aplicadas al procesado eficiente de energía en aerogeneradores síncronos de imanes permanente operando a velocidad variable. Universidad Politécnica de Valencia, España, 2012.
- [3] Carrillo, F., et al., Transition controllers between Island and Grid mode of a Photovoltaic system in a Smart Grid. VIII Congreso Internacional de Ingeniería Electromecánica y de Sistemas, Ciudad de México, México, 2016.
- [4] Carrillo F., Implementación de un sistema que emule la generación de energía fotovoltaica con operación en modo Isla y en modo Red. Instituto Politécnico Nacional, México, 2017.
- [5] Garcerá, G., Figueres, E., Abellán, A., Conversores Conmutados: Circuitos de potencia y control. Universidad Politécnica de Valencia, España. 1998.
- [6] He, D., Nelms, R. M., Average Current-Mode Control for a Boost converter using an 8-bit microcontroller. 2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Ajaccio, France, 2004
- [7] Labouret, A., Viloz, M., Solar Photovoltaic Energy. The Institution of Engineering and Technology, 2010.
- [8] Mohan, N. Power Electronics, Converters, Applications and Design, 3<sup>rd</sup> edition. Wiley, 2003.
- [9] Sharkawi, M. A., Electric Energy: An Introduction, 3<sup>rd</sup> edition. CRC Press, 2013.
- [10] Vorperian V., Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part II: Discontinuous Conduction Mode. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Vol. 26, No. 3, Mayo 1990.

# INTERCOMUNICADOR ENLAZADO A RED DE TELEFONÍA CELULAR

## ***Joel Fernando Acevedo Ruiz***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla

*jo\_fe\_ar@hotmail.com*

## ***Aldrin Barreto Flores***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla

*aldrin.barreto@correo.buap.mx*

## ***Verónica Edith Bautista López***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla

*vbautista@cs.buap.mx*

## ***Salvador Eugenio Ayala Raggi***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla

*saraggi@ece.buap.mx*

## **Resumen**

La mayoría de timbres y sistemas de intercomunicación instalados en los hogares se vuelven inútiles cuando los habitantes se ausentan, poniendo en riesgo las pertenencias de las familias pues delincuentes consideran esto una oportunidad perfecta. Se desarrolla un dispositivo tipo timbre que no evidencie la ausencia de personas, pues se comunica mediante una llamada telefónica al celular del propietario manteniéndolo siempre en contacto y con conocimiento de quienes visiten su hogar. La instalación del dispositivo es sencilla y resalta su practicidad pues la comunicación siempre es al teléfono celular del dueño, evitando así utilizar un intercomunicador fijo al interior de la casa. El dispositivo consiste en un módulo de telefonía celular FONIA 3G de Adafruit, el cual está manejado por un microcontrolador PIC18F2550 mediante comunicación serial UART. Dispone en sus entradas de un sensor de movimiento PIR y un botón,

ambos manejados digitalmente, al igual que la pantalla tipo OLED de 128x64 pixeles controlada mediante I2C. El sistema está alimentado con una batería recargable de litio de 1300 mAh.

**Palabras Claves:** Celular, comunicación, microcontrolador, seguridad.

## **Abstract**

*The majority of doorbells and intercom systems installed in homes become useless when the inhabitants are absent, putting at risk the belongings of the families because criminals consider this a perfect opportunity. It develops a device type bell that does not evidence the absence of people, because it communicates by means of a telephone call to the cell phone of the owner keeping it always in contact and with knowledge of those who visit his home. The installation of the device is simple and highlights its practicality because the communication is always to the cell phone of the owner, thus avoiding the use of a fixed intercom in the house. The device consists of an Adafruit FONA 3G cellular phone module, which is managed by a PIC18F2550 microcontroller via UART serial communication. It has in its inputs a PIR motion sensor and a button, both digitally handled, as well as the 128x64 pixel OLED screen controlled by I2C. The system is powered by a rechargeable lithium battery of 1300mAh.*

**Keywords:** Cellphone, communication, microcontroller, security.

## **1. Introducción**

Inicialmente los timbres fueron utilizados de forma aislada como mecanismos de alerta o avisos. Consistían en alarmas sonoras producidas por el choque mecánico entre una campana y un martillo que se movía por efecto de un campo electromagnético. Con el desarrollo de la tecnología electrónica se crearon dispositivos que implementaron los timbres clásicos en tamaños reducidos logrando instalaciones prácticas y más económicas. A la vez, se añadió la función de comunicación mediante voz al crear los intercomunicadores que, instalados en las fachadas de los edificios y viviendas, reemplazaron al timbre común.

El visitante llega al edificio en cuestión y toca el timbre. Si el habitante se encuentra dentro, puede comunicarse mediante el intercomunicador instalado. Sin embargo, en caso contrario, el intercomunicador queda totalmente inútil y evidencia la situación ante el visitante.

La inutilidad del intercomunicador cuando el propietario está ausente representa grandes problemas sobre todo para casas con un solo habitante, como las siguientes:

- Evidencia que no hay nadie en la vivienda aumentando posibilidades de robo.
- Pérdida de paquetes, documentos y cartas que no pudieron ser entregados. (El usuario no pudo darle instrucciones a quien intentó entregarlos).
- Problemas con servicios a domicilio cuando éstos arriban en ausencia del habitante.
- Familiares y visitas con complicaciones cuando no reciben respuesta en el intercomunicador.
- Desatención de recibos, citaciones, multas y otros.

Ante tales problemáticas, se pensó en una solución que fuera capaz de comunicar al visitante con el propietario de la construcción en todo momento, independientemente del lugar en el que éste último se encontrara.

Para ello se tomó en cuenta el uso de las redes de telefonía celular ya que esto ahorraría el uso de un dispositivo extra y por el contrario aprovecharía el teléfono celular que la mayoría de gente ya posee [Jiménez, 2007].

El habitante en cuestión podrá atender sin excepción a cualquier persona que necesite dejar un aviso, una citación, paquete, carta, servicio, etc. Podrá dar y recibir indicaciones a quienes usen el intercomunicador. Dando un aporte de solución práctica a la necesidad de constante comunicación entre las personas de una calle, colonia, población [De la Mora, 2004].

Dispositivos relacionados:

- Ring DoorBell PRO – Timbre inteligente: es un dispositivo de la compañía Ring capaz de transmitir video en resolución 1080p y audio a un

Smartphone en cualquier lugar, utilizando el acceso a internet mediante red WiFi de 2.4 Ghz y 5 Ghz. El dispositivo incluye reconocimiento de imagen desde su aplicación para Smartphone, lo que permite definir áreas de vigilancia en el día o en la noche gracias a su sistema de visión nocturna. Su precio es de 249 USD [DoorBell, 2017].

- SmartBell – Portero automático: incluye una videocámara y una pantalla táctil para la interacción con el visitante. Se pueden grabar videos para ser reproducidos después, así como dejar mensajes a los visitantes por medio de su pantalla. También puede programar acciones para controlar puertas automáticas, cuenta con un sensor de movimiento y realiza transmisión de video al Smartphone del habitante mediante acceso a internet por WiFi. Permite el uso de múltiples usuarios para la comunicación con el Smartphone que el visitante elija. Se encuentra en etapa de financiamiento y su precio final se ha fijado en 279 USD [SmartBell, 2017].
- SkyBell: Es un intercomunicador con videocámara, micrófono, altavoz, sensor de movimiento y un led infrarrojo integrados. Puede realizar un enlace de audio y video a cualquier Smartphone por medio de internet desde una red WiFi. Su costo es de 199 USD [SkyBell WiFi, 2017].
- DoorBot: Es un timbre que permite ver quien está de visita y hablar con él desde un Smartphone, además de poder controlar la cerradura electrónica de la puerta de la casa. Está diseñado con una carcasa de aluminio y utiliza 4 baterías AA. Funciona por medio de una red WiFi con acceso a internet. Su precio es de 169 USD [Ring Products, 2017].

## **2. Métodos**

### **Planeación de dispositivo**

El dispositivo encargado de dar solución a este problema será un dispositivo inteligente. Se trata de un intercomunicador que funcionará en esencia de forma típica, reaccionará ante la presión de un botón o “timbre” con el que trabajará de forma complementaria junto a un sensor de presencia, cuando lo determine



pertinente realizará una llamada por medio de telefonía celular al número del propietario.

La función de lo anteriormente mencionado es evitar realizar llamadas innecesarias o bien continuar realizando una llamada en caso de que la persona que activó el intercomunicador se haya retirado. Se usaron las recomendaciones para establecer el diagrama de flujo que aparecen en [Joyanes, 1990] y el enfoque algorítmico presente en [García, 2005]. El proceso de funcionamiento puede observarse en el diagrama de flujo que aparece en la figura 1.

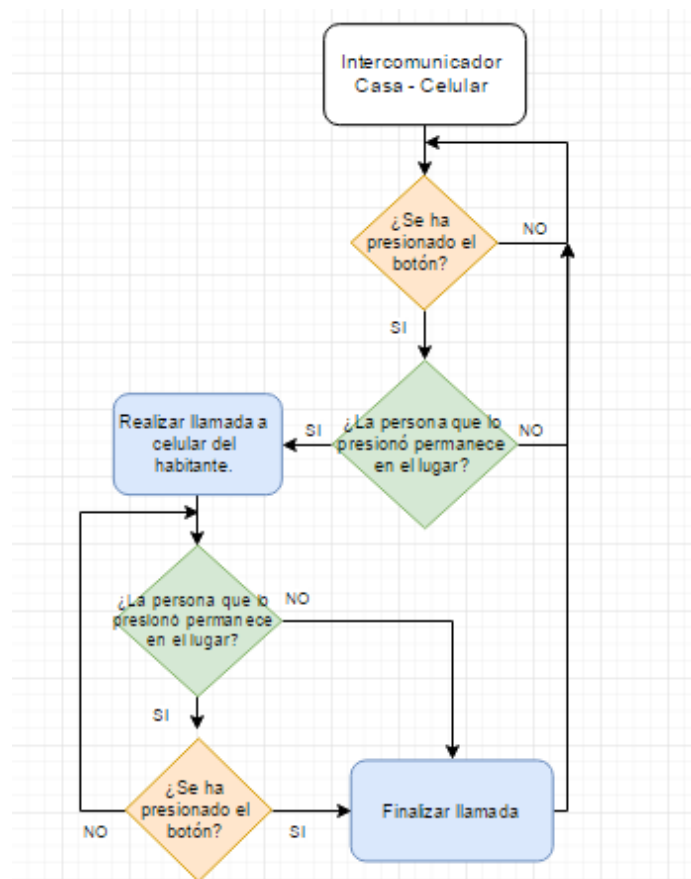


Figura 1 Diagrama de flujo del intercomunicador.

Se consideró adecuado que el intercomunicador celular cuente con un medio para indicar el estado del funcionamiento para una correcta interacción con el usuario, de ésta forma poder indicar cuando la llamada está siendo realizada, ha sido establecida y/o cuando ha sido finalizada.

El dispositivo, para cumplir su función, se programará en lenguaje C por sus características de alto nivel y sintaxis [Stroustrup, 1999], será instalado en el exterior de una vivienda, por lo que los sensores y componentes deberán funcionar adecuadamente ante las características ambientales que esto significa, por ejemplo, la humedad, la luz solar, el ruido auditivo, etc.

Selección de hardware:

Por los detalles mencionados en el apartado anterior, se eligieron los siguientes componentes y módulos para conformar el dispositivo objeto de este reporte.

### **Microcontrolador**

El microcontrolador PIC18F2550 fue elegido para gobernar el dispositivo. Las principales características de un microcontrolador como se explica en [Angulo, 2003], memoria RAM, FLASH, ROM, sus múltiples puertos de entrada y salida, y en este caso puerto USB, comunicación UART, y altas frecuencias de trabajo, hicieron al PIC18F2550 el idóneo para esta aplicación con intención de mejoras continuas.

### **Comunicación con Red de Telefonía Celular**

Para establecer las llamadas celulares se trabajará con el módulo FONA 3G de Adafruit [Adafruit Industries, 2017], el cual se aprecia en la figura 2 y es un módem celular compatible con señales GSM y 3G, capaz de hacer y recibir llamadas y SMS. Se controla mediante comandos AT a través de un puerto serial UART. El módulo integra un sistema completo para usar y cargar una batería LiPo de 3.7 V, haciéndolo ideal para este proyecto en el que la portabilidad es importante [Adafruit, 2017].



Figura 2 Módulo de módem celular Adafruit FONA 3G.

## **Sensor de Presencia**

Para sensor la presencia y movimiento de las personas se seleccionó un módulo comercial estándar de Sensor PIR, el cual nos proporciona una salida digital con base en la detección realizada y puede controlarse fácilmente en su sensibilidad y tiempo de muestreo mediante dos POT en el PCB del módulo.

## **Indicadores de Estado-Componentes de Salida**

Como componentes de salida o medios de interacción con el usuario del intercomunicador se escogieron una pantalla y un LED con las siguientes características.

Display gráfico OLED 0.96", figura 3.

- Pantalla OLED controlada por medio del protocolo I2C.
- Admite alimentación en DC de 3.3 a 5 V.
- Consumo eléctrico de aproximadamente 18 mA.
- Ángulo de visión de 160°.

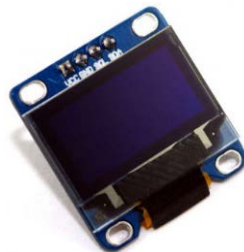


Figura 3 Display OLED 0.96" 128x64 pixeles.

LED ultrabrillante color Blanco.

- Diámetro de 5 mm.
- Alimentación de 3.5 V.
- Consumo eléctrico de 20 mA.
- Ángulo de iluminación de 30°.

## **Esquemáticos de Conexión**

Teniendo seleccionados los elementos de hardware a utilizar, queda el esquema de conexión por bloques definido como en la figura 4. Como entradas

del sistema tendríamos al sensor de movimiento PIR y el botón del timbre. Como elemento de interacción entrada-salida la tarjeta Adafruit FONA 3G, y como piezas de salida la pantalla OLED y el LED blanco.

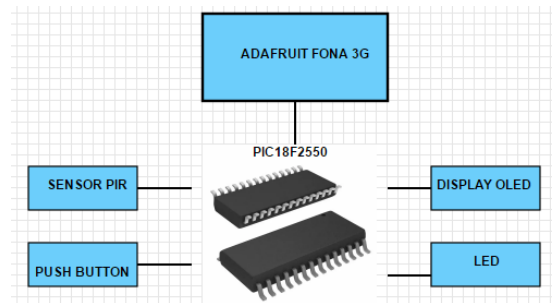


Figura 4 Diagrama de bloques del sistema.

Se utiliza los pines del puerto UART del microcontrolador para la comunicación serial con el módulo Adafruit Fona 3G, la cual fue la forma de comunicación y control elegida con bases en las ventajas que se encuentran en [Matpic, 2017], [Torres, 1999] y [Usategui, 1997].

El Display OLED está conectado a los pines RB0 y RB1 del microcontrolador por ser estos los correspondientes al protocolo I2C. El botón del timbre está conectado al pin RB2, en esa misma conexión se encuentra una resistencia de 10k en configuración pull-up. El LED indicador funcionará por medio del pin RB3 mientras que la señal del sensor de movimiento PIR es recibida por el pin RB5. Los puertos y pines utilizados se aprecian en el esquemático de la figura 5.

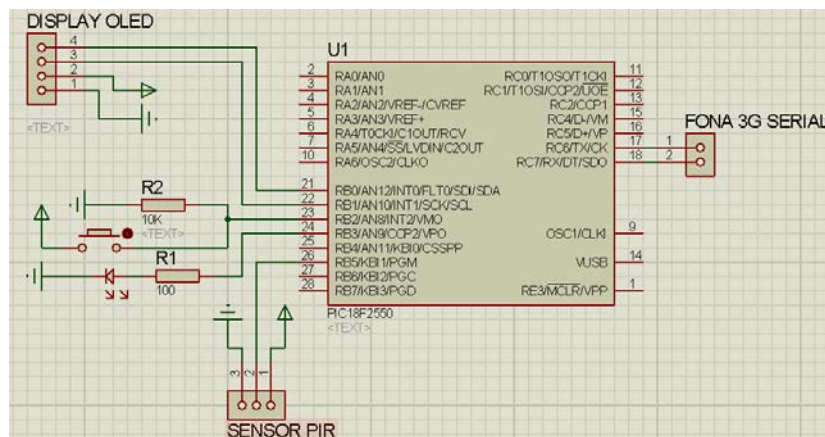


Figura 5 Esquemático de conexión.

## Elaboración de Firmware

Para la programación correspondiente del microcontrolador se utilizó el IDE oficial del fabricante: Microchip MPLAB IDE X, utilizando el compilador de lenguaje C, aprovechando su conocida estructura por funciones y tomando como base ejemplos de programación hallados en [Deitel, 2003], [Eckell, 1999] y [Brassard, 2007]. Se programó el microcontrolador utilizando sus pines en modo digital para el uso con el display, sensor, botón y módulo FONA con lógica TTL. Se hizo uso de las interrupciones por flancos de subida en el puerto B para detectar rápidamente cualquier actividad del sensor PIR y del botón [Brooch, 1994]. El firmware programado en el PIC obedece el diagrama de flujo que aparece en la figura 6.

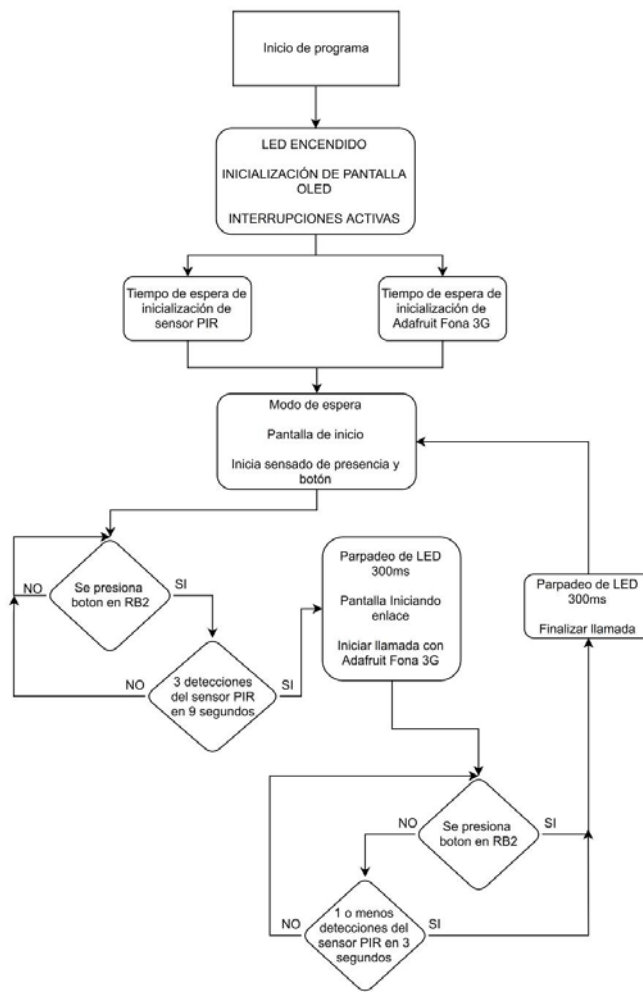


Figura 6 Diagrama de flujo de firmware del intercomunicador.

## **Construcción de Prototipo**

- Circuito electrónico. El circuito electrónico correspondiente fue montado en una placa perforada para prototipos, la cual tiene una dimensión de 7.5 x 4.5 cm. Se colocó un zócalo de 28 pines para el microcontrolador de forma que éste pudiera ser fácilmente colocado o extraído de su sitio. Se hicieron las conexiones necesarias y se pusieron también pines o header para poder conectar fácilmente los cables destinados al display OLED, sensor, botón, LED y modulo FONA 3G. Se buscó integrar los elementos mencionados en forma compacta y funcional como se sugiere y explica en [Bueno-Soto, 2005].
- Carcasa e implementación de componentes adicionales. Para el completo funcionamiento del dispositivo, se requiere por parte del módulo Adafruit FONA 3G el uso de un altavoz de 8 ohm y de una batería LiPo recargable de 3.7 V. La bocina seleccionada es una bocina de 2" de diámetro, mientras que la batería utilizada es de 1300 mAh.

Se usó una carcasa de plástico para proyectos para resguardar el sistema electrónico del intercomunicador. Esta misma fue perforada para crear los espacios adecuados para el sensor, la bocina, pantalla, LED y un interruptor de encendido. El sistema del intercomunicador puede recargar su batería mediante el circuito de carga integrado en el módulo Adafruit FONA 3G, usando un puerto MicroUSB. En la figura 7 y 8 se observa la colocación de los componentes dentro de la carcasa plástica mientras que en la figura 9 se aprecia el dispositivo terminado.



Figura 7 Detalle de colocación de componentes dentro de la carcasa.



Figura 8 Detalle de colocación de componentes dentro de la carcasa.



Figura 9 Dispositivo intercomunicador terminado.

### Funcionamiento y primeras pruebas

Cuando el sistema enciende, después del proceso de inicialización permanece en una pantalla de espera como se ve en la figura 10.



Figura 10 Pantalla de inicio en intercomunicador.

Tras presionar el botón, el dispositivo comprueba la presencia de un usuario por medio del sensor PIR, en caso de comprobarla, muestra una pantalla que valida el uso del intercomunicador, figura 11.



Figura 11 Pantalla que valida el uso del timbre y antecede a la llamada.

En seguida por medio del módulo FONA 3G, el dispositivo comienza a enlazar una llamada telefónica a un número previamente programado, lo cual se indica también en la pantalla. Entre cada cambio de pantalla el LED parpadea al permanecer apagado 300 ms como señal de cambio entre cada etapa, figura 12.



Figura 12 Pantalla de enlace que acompaña al establecimiento de la llamada telefónica.

Una vez establecida la llamada telefónica, el usuario puede escuchar a través del altavoz y hablar por medio del micrófono del dispositivo. En la pantalla entonces se muestra un mensaje que sugiere se presione nuevamente el botón para finalizar la llamada como se ve en la figura 13.



Figura 13 Mensaje en pantalla para finalizar llamada.

En caso de que el botón no sea presionado, el dispositivo colgará la llamada automáticamente si detecta que el usuario se ha retirado del lugar.

Al finalizar la llamada, el dispositivo regresa a la pantalla de inicio y queda en espera de un nuevo usuario.

### **3. Resultados**

El sistema se colocó en una vivienda como puede notarse en la figura 14 se evaluó su desempeño considerando la efectividad del sensor de movimiento, la duración de la carga de la batería, y la utilidad de la intercomunicación por telefonía celular. Fue probado durante 5 días entre las 9 y 18 horas. El



intercomunicador realizó un promedio de tres llamadas efectivas por día, en todas esas ocasiones la comunicación transcurrió y finalizó sin problemas, siendo de gran utilidad para cuando el habitante no se encontraba en su domicilio.



Figura 14 Intercomunicador al exterior de una vivienda durante el periodo de pruebas.

La batería duró aproximadamente 6 horas sin necesitar recargarse. Siempre se estuvo pendiente de este hecho para recargar la batería y que el dispositivo siguiera funcionando durante el periodo de prueba. En las pruebas realizadas, se pudo constatar que solo 3 usuarios utilizaron el botón para finalizar la llamada, el resto se retiró cuando terminó de hablar por el intercomunicador, siendo este último el que detectara la ausencia del usuario y terminara automáticamente la llamada. Se tomó nota de lo anteriormente mencionado y de la calidad de la llamada con base en la opinión del visitante, calificando la intercomunicación con un número del 1 al 5, donde 1 es una baja calidad de audio y 5 es una excelente llamada sin ningún inconveniente. Estos datos se encuentran reunidos en la figura 15.

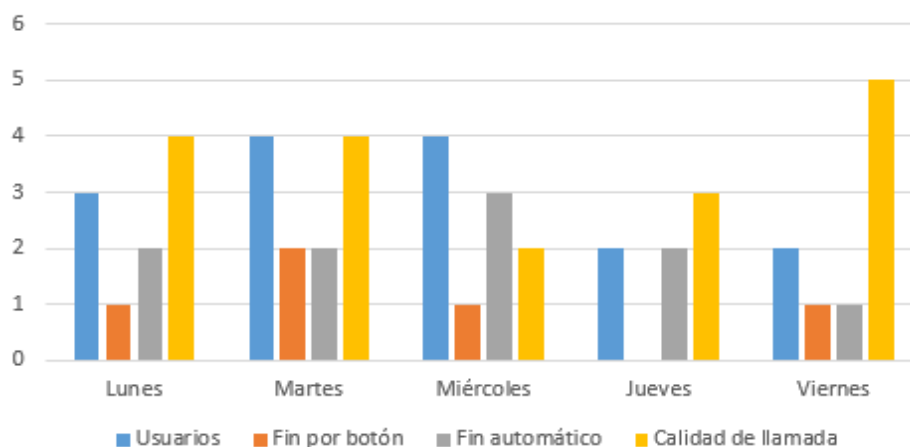


Figura 15 Resultados de pruebas del intercomunicador.

Por otra parte, en 7 ocasiones el intercomunicador no funcionó adecuadamente. En cuatro de ellas, el dispositivo no se había enlazado adecuadamente a la red celular, impidiendo la realización de una llamada cuando el timbre fue tocado. En las tres restantes, después de enlazar la llamada no se detectó la presencia del usuario y el dispositivo finalizó la llamada en curso automáticamente aun cuando el visitante permanecía en el lugar. Sin embargo, los siete usuarios hicieron un reintento al tocar nuevamente el timbre después de unos segundos, el intercomunicador pudo cumplir su función al enlazarse correctamente a la red celular. Los datos mencionados están reunidos en la tabla 1.

Tabla 1 Resultados obtenidos durante 5 días de prueba.

Resultado	Intercomunicaciones
Llamada exitosa	15
Falla en el sensor PIR. No se detecta presencia y finaliza la llamada.	3
Falla por baja señal de red celular. Llamada no enlazada	4

#### 4. Discusión

Observando el funcionamiento del dispositivo se hace notar que incluso cuando hay personas dentro del inmueble se realizará la llamada al número celular predefinido, si bien el propietario puede designar un equipo celular para atender el timbre y decidir si dejarlo dentro de la casa o llevarlo afuera, dicha acción puede considerarse una deficiencia ya que debería cumplir también la función básica de un timbre avisando al interior de la residencia sobre una visita.

Debido a los datos obtenidos queda como principales aspectos a trabajar:

- Detección de presencia en el interior de la casa.
- Aviso al interior de la vivienda ante una visita antes de realizar la llamada.
- Autonomía | Duración de batería.
- Calidad de llamada | Uso de micrófono.
- Mejorar recepción de señal celular.
- Precisión del detector de presencia.

- Indicador de carga de batería.
- Aprovechamiento de energía solar.

Añadiendo, también será importante mejorar la calidad de la carcasa para hacerla más resistente y más agradable al usuario. Es posible disminuir el tamaño final del dispositivo al utilizar una bocina más pequeña y reducir el tamaño de la placa que albergue al circuito que acompaña al microcontrolador, ya que la pantalla y demás componentes ya son de pequeño tamaño. Esto haría al dispositivo más atractivo y práctico para su colocación en cualquier sitio. Se considera también modificar el sistema para utilizar un sensor ultrasónico en vez de un PIR, con la intención de mejorar la detección de presencia, así como modificar el firmware para que éste sea capaz de enviar mensajes de texto SMS al propietario con información sobre los eventos registrados, e incluso la opción de que el habitante envíe al intercomunicador un SMS con texto que se muestre en la pantalla para los usuarios.

Todas las anteriores son mejoras factibles para implementarse en el dispositivo, conservando su practicidad y funciones principales.

## **5. Conclusiones**

El concepto tratado en este dispositivo resultó una idea útil y funcional, ayudando a quien lo posea a atender a cualquier persona que le visite incluso cuando no se encuentra en casa. Utilizar directamente las redes de telefonía celular es una gran ventaja para el intercomunicador al disponer de una amplia cobertura.

El hecho de que se disponga de un sensor de presencia, además de asistir al usuario para el finalizado de llamadas, también es una función que elimina la activación del dispositivo innecesaria ante bromas o equivocaciones de timbre, lo cual a menudo resulta molesto para el residente. En el concepto básico del intercomunicador, resultó altamente útil y funcional, cumpliendo su cometido sin mayor problema y dando solución a algunas problemáticas importantes.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] ANGULO, José, MICROCONTROLADORES «PIC», Diseño práctico de aplicaciones. Primera parte: El PIC16F84. Lenguajes PBASIC y Ensamblador”, McGraw-Hill Interamericana de España, Tercera edición, España 2003.
- [2] Booch, Grady. Análisis y diseño orientado a objetos, con aplicaciones. 2da Ed. Addison Wesley–Diaz de Santos 1994.
- [3] De la Mora Medina, José; Pliego Mendoza, Nieves, Textos y contextos de la comunicación masiva, primer módulo. Edición interna del Colegio de Ciencias y Humanidades Plantel Sur. México, D. F., pp.175, 2004.
- [4] Brassard, G., Bratley, P., Fundamentos de Algoritmia. Madrid: Prentice-Hall, 1997.
- [5] Deitel, Harvey & Deitel, Paul, Cómo Programar en C++. Pearson Prentice Hall 4ta. Ed., 2003.
- [6] Desarrollo y construcción de prototipos electrónicos, Ángel Bueno Martín y Ana I. de Soto Gorroño, ISBN:84-267-1363-7. Ed. Marcombo.
- [7] DoorBell, 2017: <http://www.doorbellhome.org/reviews/doorbot/>, Consultada el 19 febrero 2017.
- [8] Eckell, Bruce, Thinking in C++. 2da. Ed. Prentice Hall Inc., 1999.
- [9] García Molina, J. J.; Montoya Dato, F. J.; Fernández Alemán, J. L.; Majado Rosales, M. J. (2005). Una introducción a la programación. Un enfoque algorítmico. Madrid: Thomson-Paraninfo, 2005.
- [10] Industries, A., Adafruit FONA 808 - Mini Cellular GSM + GPS Breakout ID: 2542 - \$49.95 : Adafruit Industries, Unique & fun DIY electronics and kits. Adafruit.com, Disponible en: <https://www.adafruit.com/product/2542> Consultada 19 febrero 2017.
- [11] Industries, Adafruit Industries, Unique & fun DIY electronics and kits. Adafruit.com. Disponible en: <https://www.adafruit.com/> Consultada 19 febrero 2017.
- [12] Jiménez, José Juan, Evolución e historia de la telefonía celular, Consultado el 13 de septiembre de 2007: <http://www.monografias.com/>.

- [13] Joyanes, L., *Problemas de Metodología de la Programación*. Madrid: McGraw-Hill, 1990.
- [14] Matpic.com, PIC-COMUNICACIÓN Serial PC–PIC: [http://www.matpic.com/esp/microchip/com\\_serial\\_pc\\_pic.html](http://www.matpic.com/esp/microchip/com_serial_pc_pic.html), consultada 19 febrero 2017.
- [15] *Microcontroladores*; Vicente Torres, Servicio Publicaciones UPV, 1999.
- [16] *Microcontroladores PIC, La Solución en un Chip*; J. M. Angulo Usategui, E. Martín Cuenca, I. Angulo Martínez; Ed. Paraninfo, 1997.
- [17] Ring Products: <https://ring.com/videodoorbells>, consultada el 19 febrero 2017.
- [18] Smartbell, Wi-Fi doorbell for video chats to iOS and Android, 2017. Kickstarter. <https://www.kickstarter.com/projects/1256599792/smartbell-wi-fi-doorbell-for-video-chats-to-ios-an>, consultada el 19 febrero 2017.
- [19] SkyBell HD-SkyBell WiFi Doorbell, 2017, SkyBell WiFi Doorbell. <http://www.skybell.com/product/skybell-video-doorbell-hd/>, consultada el 19 febrero 2017.
- [20] Stroustrup, Bjarne, *El lenguaje de programación C++*. 3ra Ed. Adison-Wesley/Díaz de Santos, 1999.

# **DESARROLLO DE UN PROCESO DE AUTENTICACIÓN FACIAL EN UN SISTEMA ANDROID UTILIZANDO EL ALGORITMO LDA (ANÁLISIS DE DISCRIMINACIÓN LINEAL)**

***Francisco Emiliano Aguayo Serrano***

Universidad Autónoma de Querétaro  
*microstudio.aguayo@gmail.com*

***Jesús Carlos Pedraza Ortega***

Universidad Autónoma de Querétaro  
*caryoko@yahoo.com*

***Edgar Alejandro Rivas Araiza***

Universidad Autónoma de Querétaro  
*erivas@uaq.mx*

***José Erik Rivas Araiza***

Universidad Autónoma de Querétaro  
*jerivas@uaq.edu.mx*

## **Resumen**

En este trabajo de investigación se desarrolló un proceso de autenticación facial implementando primero los algoritmos PCA y LDA en una PC, evaluando sus respectivos desempeños en tiempo y nivel de autenticación con bases de datos públicas y posteriormente implementando el algoritmo LDA en una aplicación Android utilizando una base de datos propia donde las imágenes están bajo diferentes condiciones de iluminación, distancia, pose de la persona, fondo de la imagen, etc. Todo esto con el fin de seguir contribuyendo a los sistemas de reconocimiento y autenticación facial ya que esta área ha ido creciendo a lo largo de estas tres últimas décadas y se aplica en diversas áreas como la seguridad, la interacción entre hombre y máquina, video juegos, etc. Este proceso de

reconocimiento facial se divide a su vez en reconocimiento 1:n (reconocimiento facial) y reconocimiento 1:1 (autenticación facial).

**Palabras Claves:** Autenticación, cara, LDA, PCA, visión por computadora.

## **Abstract**

*In this work, the facial authentication process was developed by first implementing the PCA and LDA algorithms in a PC, evaluating their performance in time and level of authentication in public databases and later implementing the algorithm LDA in an Android application using an own database where the images are under different conditions of illumination, distance, pose of the person, background of the image, etc. Everything in order to continue contributing to facial recognition and authentication systems as this area has been growing throughout these three decades and is applied in various areas such as security, the interaction between man and machine, video games, etc. This facial recognition process is once divided into 1: n recognition (facial recognition) and 1: 1 recognition (facial authentication).*

**Keywords:** Authentication, Computer Vision, Recognition, LDA, PCA.

## **1. Introducción**

La biometría es una disciplina que estudia la identificación de una persona en base a sus características como huellas, la forma del rostro y su contorno, la voz, el iris de los ojos, cicatrices, etc. [Brumnik, 2011]. La biometría tiene muchas aplicaciones como la identificación de delincuentes, controles de acceso automático, entre muchas otras como se muestra en [Duró, 2001].

En los últimos años se ha incrementado el uso de dispositivos y tecnologías que le permiten a las personas llevar a cabo sus labores cotidianas como transacciones en la banca, acceso a un sistema mediante un usuario y contraseña e incluso con autenticación con huella o rostro, tal como se muestra en el trabajo presentado por [Hernández, 2010], donde se explica la importancia de contar con un buen sistema de autenticación facial, una metodología de trabajo y la presentación de los algoritmos más utilizados.

En la actualidad son muy pocos los sistemas que cuentan con autenticación facial, además se utilizan solamente en empresas donde se requiera un nivel de seguridad aceptable [Pentland, 2014], [Fuentes, 2011]. Con estas razones y con el objetivo de contar con más herramientas que permitan realizar autenticación facial de forma rápida y segura, se propone realizar una aplicación Android que permita realizar esta tarea y así pueda aplicarse como herramienta de autenticación móvil para validar transacciones, dar acceso a un lugar o ingresar a algún sistema.

El algoritmo PCA es muy parecido a LDA con la sutil diferencia que LDA hace una mejor reducción de la dimensionalidad de los datos y además una mejor separación de clases debido a que LDA coloca una etiqueta a los datos, lo que permite que se agrupen mucho mejor, además gracias a esta característica es considerado un algoritmo de aprendizaje supervisado, [Viola, 2001] adicionalmente explica la teoría matemática donde tomó como referencia una SVM (máquina de soporte vectorial) donde se reconoce que este algoritmo podría no resultar tan eficiente en comparación con la máquina de soporte vectorial, pero que en cuestión de costo computacional es mucho mejor [Pentland, 2014].

La primera implementación del algoritmo PCA (Análisis del componente principal) para autenticación facial fue propuesto por [Turk, 1991] donde se comprobó que este algoritmo es muy eficiente debido a que se reduce la dimensión de la imagen, una matriz formada por datos de varias imágenes a las que se les aplica una serie de operaciones matemáticas como el promedio, los valores propios, vectores propios, etc. Obteniendo así lo que se le denomina eigenfaces para clasificar las imágenes del rostro tal como se muestra en la figura 1, también se implementaron redes neuronales, al final se concluyó que gracias a la obtención de una cantidad menor de datos que representan en buena parte la matriz original, estos se pueden utilizar para autenticación, reduciendo así el costo computacional.

En [Delbracio, 2006] Se muestra una comparación entre LDA, PCA y ICA (análisis del componente independiente) se trabajó con una vasta colección de 1,176 imágenes, es decir, 49 personas con 24 imágenes cada una, se realizaron tres pruebas las cuales se basaron en seleccionar un conjunto reducido de imágenes que eran muy parecidas, también con un conjunto un poco más amplio y muy



parecidas y por ultimo un conjunto de imágenes pero con expresiones faciales distintas, este concluyo que el algoritmo LDA es mejor que PCA y ICA debido a que este algoritmo es el único que tiene un entrenamiento supervisado, también fue mejor a la hora de utilizar imágenes con distintas expresiones faciales.



Figura 1 Eigenfaces resultado del trabajo de [22].

La tesis presentada por [Mendoza, 2015] se enfoca únicamente en el algoritmo SURF modificado donde se destaca su implementación en dispositivos como teléfonos inteligentes y tabletas con sistema operativo Android y también se destaca la propuesta de una metodología que consta de seis etapas como se muestra en la figura 2 una de ellas es el procesamiento de las imágenes y su normalización, este algoritmo tiene la ventaja de usar un umbral de coincidencias, pero solo se comparan una a una cada par de imágenes lo que no resulta muy eficiente si la expresión facial de la persona va cambiando gradualmente, esto disminuye el número de coincidencias en la autenticación.

En el trabajo mostrado por [Hernández, 2010] se implementó un sistema de reconocimiento de rostros y se utilizó una metodología definida por seis etapas: Captura de la imagen, un pre procesamiento de imágenes, localización de la zona de interés, un escalamiento y ajuste, posteriormente la extracción de las

características faciales y por último la aplicación del algoritmo y la toma final de decisión.

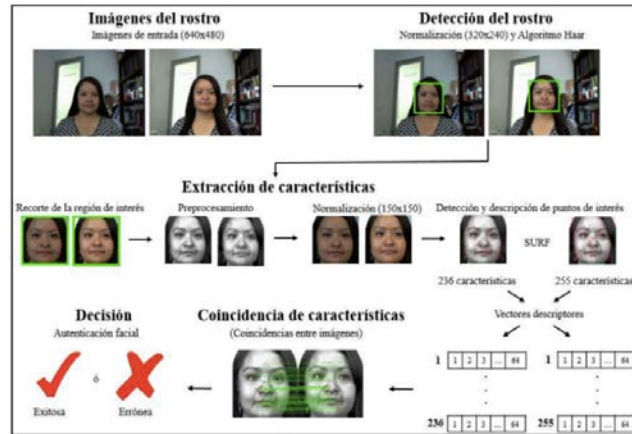


Figura 2 Metodología propuesta por [Mendoza, 2015].

## 2. Métodos

En este trabajo de investigación se implementaron los dos algoritmos principales LDA y PCA en la plataforma de Anaconda que permite ejecutar librerías open source y posteriormente la implementación de LDA en Android, donde la aplicación principal está escrita en java y manda llamar a las funciones escritas en C++ del algoritmo LDA el cual es un código nativo, la metodología para realizar el sistema de autenticación facial en Android es la que se muestra en la figura 3.

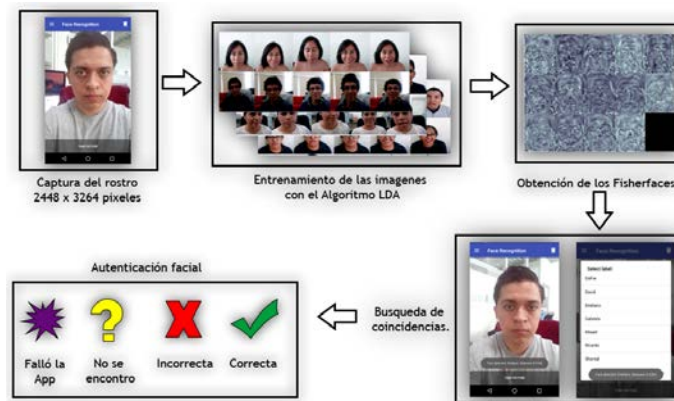


Figura 3 Metodología propuesta.

Donde se realizó la captura del rostro de todos los individuos, llevando a cabo el entrenamiento supervisado de LDA, después se obtienen las Fisherfaces y posteriormente se buscan las coincidencias con la matriz resultante dando así cuatro posibles resultados: Autenticación correcta, es decir, el usuario si se encontró; la autenticación incorrecta conocida también como falso positivo, es decir, se encontró coincidencia pero no con el usuario correcto; falso negativo donde no se encontró al usuario y si debió encontrarlo y por último donde se consideró la posible interrupción de la aplicación; el algoritmo LDA comprende los siguientes pasos:

- Construir la matriz  $X$  como en el método de eigenfaces, pero asignando a cada imagen una clase con la clase correspondiente a la matriz de clases  $c$ , ecuaciones 1 y 2.

$$X = \{X_1, X_2, \dots, X_c\} \quad (1)$$

$$X_i = \{x_1, x_2, \dots, x_n\} \quad (2)$$

- Proyectar la matriz  $X$  dentro de  $(N - c)$ -dimensional sub-espacio a través de PCA con la matriz rotada. Donde  $N$  es el número de muestras en  $X$  y  $c$  es el número de clases o caras únicas, ecuación 3.

$$W_{PCA} = \operatorname{argmax}_W |W^T S_T W| \quad (3)$$

- Calcular la matriz de dispersión entre clase y la matriz de dispersión dentro de la clase, ecuaciones 4 y 5.

$$S_B = \sum_{i=1}^c N_i (\mu_i - \mu)(\mu_i - \mu)^T \quad (4)$$

$$S_W = \sum_{i=1}^c \sum_{x \in X_i} (x_k - \mu_i)(x_k - \mu_i)^T \quad (5)$$

Donde  $\mu$  es el promedio total de todas las clases y se calcula con la ecuación 6.

$$\mu = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \quad (6)$$

Donde  $\mu_i$  es el promedio de cada clase  $i \in \{1, \dots, c\}$  y se calcula a partir de

la ecuación 7.

$$\mu_i = \frac{1}{|X_i|} \sum_{x \in X_i} x_j \quad (7)$$

- Aplicar el discriminante lineal de Fisher Y maximizar la relación entre el determinante de la matriz de dispersión entre clases y la matriz de dispersión dentro de la clase. La solución está dada por el conjunto de los vectores propios generalizados  $W_{FLD}$  de  $S_B$  y  $S_W$ , esto resulta  $c - 1$  valores propios diferentes a cero, ecuación 8.

$$W_{FLD} = \operatorname{argmax}_W \frac{|W^T W^T_{PCA} S_B W_{PCA} W|}{W^T W^T_{PCA} S_W W_{PCA} W} \quad (8)$$

- Obtener las Fisherfaces, ecuación 9.

$$W = W^T_{FLD} W^T_{PCA} \quad (9)$$

### 3. Resultados

El análisis de discriminación lineal es la técnica más común usada para reducir la dimensionalidad en el pre-procesamiento para la clasificación de patrones y aplicaciones como máquinas de aprendizaje, así como en la autenticación facial. El objetivo es proyectar un conjunto de datos dentro de un espacio de dimensión con una buena separabilidad de clases en orden de evitar el sobre ajuste y reducir el costo computacional [Raschka, 2014]. El enfoque general de LDA es muy parecido a PCA, pero LDA además de encontrar los ejes de los componentes que maximizan la varianza de los datos (lo que hace PCA), además se interesa en los ejes que maximizan la separación entre múltiples clases [Welling, 2005]. PCA maximiza la varianza entre componentes mientras que LDA además encuentra un sub-espacio de características que optimizan la separación de los datos a través de clases tal y como se muestra en la figura 4.

En este trabajo primero se realizaron pruebas de con una base de datos publica conocida como Yale Facedatabase A comúnmente conocida como Yalefaces, se decidió utilizar esta base de datos ya que se puede apreciar con más claridad la diferencia y eficiencia de los dos algoritmos principales de LDA y PCA. Estas

imágenes están en escala de grises, son 40 personas con 10 expresiones faciales distintas y sus dimensiones son de 92x112 pixeles como se muestra en la figura 5.

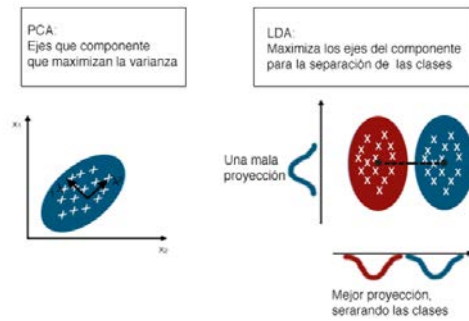


Figura 4 Comparación de PCA y LDA.



Figura 5 Rostros utilizados para las pruebas.

Para hacer las pruebas preliminares se utilizó el IDE Anaconda que es una plataforma de software libre que permite ejecutar librerías de data science en el lenguaje de programación Python con distintas librerías. En este caso se obtuvieron las 14 Eigenfaces que se muestran en la figura 6.

Debido a que el algoritmo PCA maximiza la variación entre las imágenes de entrenamiento con la imagen actual y a pesar de que las proyecciones de PCA a la hora de hacer una reconstrucción de los datos, este algoritmo no cumple con la discriminación de los datos, es decir, al tener un conjunto grande de imagen para comparar se empieza a perder información útil para poder hacer la discriminación necesaria y así lograr una autenticación más efectiva como se muestra en la figura 7, no alcanza a realizar todas las coincidencias de forma correcta. Como se explicó con anterioridad LDA maximiza la separación de los datos mediante

clases.

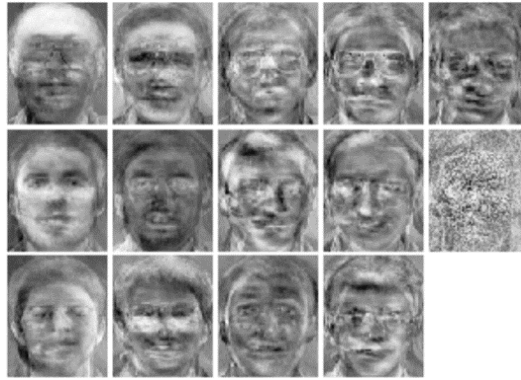


Figura 6 Eigenfaces obtenidas.



Figura 7 Coincidencias a partir del algoritmo PCA.

El método de Fisherfaces funciona a partir de una matriz de transformación específica de clase, por lo que no capturan la iluminación como el método de Eigenfaces. En cambio, el análisis discriminante lineal encuentra las características faciales para discriminar los datos entre las personas. El rendimiento de los Fisherfaces depende en gran medida de los datos de entrada, las Fisherfaces obtenidas se muestran en la figura 8.

Si los Fisherfaces se obtuvieron a partir de imágenes en condiciones bien iluminadas solamente y se intenta reconocer caras en escenas mal iluminadas, entonces el método encontrará componentes incorrectos, esto es algo lógico, ya que el método no tuvo oportunidad de aprender de la iluminación, esto no lo hace el método de Eigenfaces como ya se comprobó. De aquí la necesidad de utilizar este conjunto de imágenes de Yalefaces, ya que las 10 muestras de cada rostro tiene diferentes condiciones, es este caso la figura 9 muestra que efectivamente debido el método de Fisherfaces alcanza a encontrar todas las coincidencias dentro de la base de datos pública utilizada.

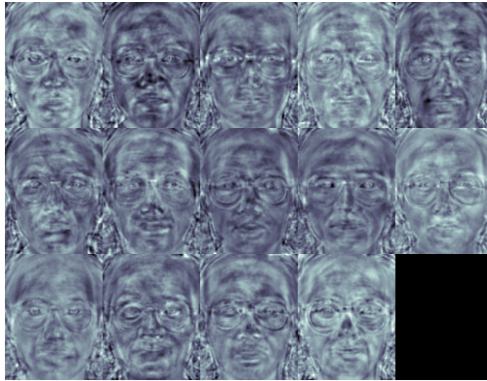


Figura 8 Fisherfaces obtenidas.



Figura 9 Coincidencias a partir del algoritmo LDA.

Como parte última de este trabajo de investigación se realizaron las pruebas de autenticación con una base de datos propia que se muestra en la tabla 1, en un teléfono inteligente con las características de hardware y software que se muestran en la tabla 2.

Tabla 1 Descripción de la base de datos propia.

Descripción
10 personas, 5 imágenes distintas por persona, Imágenes en formato JPG, resolución de 4160 x 3120 píxeles, diversos fondos, iluminación, expresiones faciales, diferentes distancias entre el rostro y la cámara, distintos colores de piel y uso de lentes en algunas personas.

Tabla 2 Descripción del hardware y software del teléfono inteligente.

Descripción
Procesador ARM Cortex-A53, 1300 MHz con 4 núcleos. Procesador gráfico ARM Mali-T720 MP2, 600 MHz con 2 núcleos. Memoria RAM de 2 GB, 640 MHz. Tamaño de 12.7 cm, 720 x 1280 píxeles. Cámara de 4160 x 3120 píxeles, sensor de proximidad, acelerómetro, lector de huella dactilar.

El proceso de adquisición de las imágenes fue el siguiente: usuario se toma una selfie, es decir, un auto retrato, la primera vez que se hace esto se le asigna una

nueva etiqueta para dicho usuario (su nombre), y cada vez que el mismo usuario se tome la selfie debe seleccionar la etiqueta creada con anterioridad, las cinco expresiones faciales fueron serio, alegre, cerrando los ojos, sorprendido, y enojado, tal como se muestra en la figura 10.

Cada vez que se capturan usuarios y expresiones faciales, la aplicación procede a realizar el entrenamiento como se explicó con anterioridad. Al ser una imagen tomada desde el celular, el movimiento o la distancia no pueden ser acotados de forma estricta por lo que la aplicación muestra un mensaje de autenticación y la distancia del rostro con respecto a la cámara.



Figura 10 Base de datos propia.

Posteriormente de realizar el entrenamiento, se realizaron 10 pruebas a cada uno de los usuarios, es decir 100 pruebas en total, en este punto no se implementaron la extracción de las características faciales y el pre-procesamiento de las imágenes. En la tabla 3 se muestran los primeros resultados obtenidos, donde la columna prueba refleja las 10 pruebas de cada uno de los usuarios. La columna usuario muestra el nombre del usuario en cuestión, la tercera columna NP el número de pruebas de cada uno de ellos, la columna AC muestra el número de



autenticaciones correctas, la columna AI el número de autenticaciones incorrectas, es decir, que la aplicación no encontró al usuario, la columna FR muestra el número de falsos reconocimientos, es decir, el caso en el que al hacer el reconocimiento mostró el nombre de otro usuario y por último la columna EA que muestra el número de errores de la aplicación, es decir, donde la aplicación se cerró de forma abrupta sin poder realizar el reconocimiento.

Tabla 3 Resultados de las pruebas sin pre-procesamiento.

Prueba	Usuario	NP	AC	AI	FR	EA
1	Paulina	10	8	1	1	0
2	Dafne	10	8	2	0	0
3	Ricardo	10	9	0	1	0
4	Shantal	10	6	3	1	0
5	David	10	5	0	3	2
6	Campa	10	10	0	0	0
7	Gabriela	10	10	0	0	0
8	Misael	10	10	0	0	0
9	Emiliano	10	7	0	1	2
10	Rodrigo	10	7	0	2	1
<b>Porcentajes de los resultados:</b>			<b>80.00%</b>	<b>6.00%</b>	<b>9.00%</b>	<b>5.00%</b>

Hasta este momento los resultados mostrados en la tabla 4 los resultados son aproximados a otros resultados de otros trabajos de investigación del algoritmo LDA donde el porcentaje de autenticación va del 80.00% al 88.75%.



Figura 11 Resultados con la aplicación Android.

En base a los resultados obtenidos en las pruebas del algoritmo PCA y LDA que se mostraron anteriormente, se obtuvieron los porcentajes de autenticación, autenticación incorrecta, falso reconocimiento y error de aplicación.

Tabla 4 Resultados de los algoritmos PCA y LDA con 2 bases de datos distintas.

Algoritmo	DB	NP	Porcentajes			
			AC	AI	FR	EA
LDA Python	Yalefaces	14	87	6	7	0
PCA Python	Yalefaces	14	79	9	12	0
LDA Python	Propia	10	87	7	6	0
LDA Android	Propia	10	80	6	9	5

#### 4. Discusión

El algoritmo de análisis de discriminación lineal mostro claramente ser superior al algoritmo de Análisis del componente principal, principalmente en condiciones diferentes de iluminación y distancia, aunque en la aplicación Android se mostraron algunas deficiencias de reconocimiento ya que al ser un dispositivo móvil al momento de tomar una foto, la misma puede estar distorsionada o bien en condiciones de iluminación que no son las ideales.

En trabajos anteriores de los que se habló, se mostraron buenos resultados con PCA debido a que se aplicaron acciones como procesamiento de imágenes y técnicas de visión por computadora como el face tracking, con estas acciones y a la propuesta de una metodología, es claro que es necesario contar con estos elementos para formar un buen sistema de autenticación y reconocimiento facial.

#### 5. Conclusiones

En este trabajo de investigación se muestra la propuesta de autenticación facial utilizando el algoritmo LDA, la metodología que se siguió fue la de implementar el algoritmo de LDA y PCA en Python para poder tener una idea preliminar y contar con los elementos necesarios e implementar posteriormente el algoritmo más eficiente en una aplicación Android.

Se obtuvieron tiempos de respuesta aceptables para este algoritmo y por ser un algoritmo que funciona bien en condiciones de iluminación y distancia diferentes, a pesar de esto, se llegó a la conclusión de ser necesario una mejor metodología de sistema de reconocimiento facial.

Es posible mejorar el trabajo mostrado ya que en trabajos futuros se plantea

seguir una metodología de autenticación facial, y pre procesamiento de imágenes, este trabajo se enfocó principalmente en implementar el algoritmo en un sistema Android y realizar pruebas para probar únicamente su eficiencia.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Aceves M. A. y J. M. Ramos, Fundamentos de Sistemas Embebidos (Ed.). Asociación Mexicana de Mecatrónica A.C. México, 2012.
- [2] Anton, Howard. Introducción al álgebra lineal/Por Anton, Howard. No. 512.897 A5.
- [3] Brumnik, R., Podbregar, I. y Ivanuša, T., Reliability of Fingerprint Biometry (Weibull Approach). En Z. Riaz, Biometric Systems, Design and Applications, 2011.
- [4] Chapra, Steven C. Canale, et al., Métodos numéricos para ingenieros. McGraw-Hill, 2007.
- [5] Delbracio, M., & Mateu, M., Trabajo Final de Reconocimiento de Patrones: Identificación utilizando PCA, ICA y LDA. Grupo de tratamiento de señales de la Universidad de de la Republica-Instituto de Ingeniería Eléctrica, Montevideo, Uruguay, 2016.
- [6] Duró, V. E., Evaluación de sistemas de reconocimiento biométrico. Departamento de Electrónica y Automática. Escuela Universitaria Politécnica de Mataró, 2001.
- [7] Duc, N. M., & Minh, B. Q., Your face is not your password face authentication bypassing lenovo–asus–toshiba. Black Hat Briefings, 2009.
- [8] Embedinfo, Embedded System Development Specialist: [http://www.embedinfo.com/en/ARM\\_Cortex-list.asp?id=15](http://www.embedinfo.com/en/ARM_Cortex-list.asp?id=15), 2014.
- [9] Fuentes H. A., Recognition systems base on the facial image, Universidad Industrial de Santander, 2011.
- [10] García, Gloria Bueno, et al., Learning Image Processing with OpenCV. Packt Publishing Ltd, 2015.
- [11] Grossman, Stanley I., and Fernando Piña Soto, Álgebra lineal. No. 512.5 G7A4 1996 QA184. G37 1996. Grupo Editorial Iberoamericana, 1983.

- [12] Hernández, R. G., Estudio de técnicas de reconocimiento facial., Departamento de Procesado de Señal y Comunicaciones. [http://upcommons.upc.edu/pfc/bitstream/2099.1/9782/1/PFC\\_RogerGimeno.pdf](http://upcommons.upc.edu/pfc/bitstream/2099.1/9782/1/PFC_RogerGimeno.pdf), 2010.
- [13] Howse, Joseph. Android Application Programming with OpenCV 3. Packt Publishing Ltd, 2015.
- [14] Ifarraguerri A. y Chang C. I., Multispectral and hyperspectral image analysis with projection pursuit, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. Approach). En Z. Riaz, Biometric Systems, Design and Applications, 2000.
- [15] Introna, L., & Nissenbaum, H., Facial Recognition Technology A Survey of Policy and Implementation Issues, 2010.
- [16] Martínez C., FACE recognition in the context of Smart Rooms, Department of Signal Theory and communications UPC, 2005.
- [17] Pentland A. y Adelson T., Face Recognition Demo Page, MIT Media Laboratory, 2014.
- [18] Raschka, Sebastian, Implementing a principal component analysis (pca) in python step by step, 2014.
- [19] Raschka, Sebastian, Linear Discriminant Analysis bit by bit, 2014.
- [20] Raschka, Sebastian, Python Machine Learning. Packt Publishing Ltd, 2015.
- [21] Sandoval, A. E. L., Mendoza, C., Martínez, L. Á. R. C., Rivas, E. A., Araiza, J. M. R. A., Carlos, J., & Ortega, P., Sistema de Autenticación Facial mediante la Implementación del algoritmo PCA modificado en Sistemas embebidos con arquitectura ARM. La Mecatrónica en México, 4, pp. 53-64, 2015.
- [22] Serratosa, F., La biometría para la identificación de las personas. Universitat Oberta de Catalunya, pp. 8-20, 2008.
- [23] Turk, M., & Pentland, A., Eigenfaces for recognition. Journal of cognitive neuroscience, 3(1), pp. 71-86, 1991.
- [24] Villalba, A., Artacho, J. M., Sanchez, D., & Bernués, E., Autenticuz: Sistema de reconocimiento facial para control de acceso automático [DISK]. Zaragoza: Universidad de Zaragoza, 2004.
- [25] Viola, P., & Jones, M., Rapid object detection using a boosted cascade of

simple features. In *Computer Vision and Pattern Recognition, 2001, CVPR 2001. Proceedings of the 2001 IEEE Computer Society Conference on IEEE*, Vol. 1, pp. I-511, 2001.

[26] Vision and Modeling Group Vismod: <http://vismod.media.mit.edu/vismod/demos/facerec/basic.html>.

[27] Walpole, Ronald E., Raymond H. Myers, and Sharon L. Myers, *Probabilidad y estadística para ingenieros*. Pearson Educación, 1999.

[28] Welling, M., Fisher-Ilda. Technical report: [http://www.ics.uci.edu/welling/classnotes/papers\\_class/Fisher-LDA](http://www.ics.uci.edu/welling/classnotes/papers_class/Fisher-LDA). Pdf, 2005.

# COMPARACIÓN DE LAS TÉCNICAS DE DETECCIÓN DE CRUCE POR CERO Y LA TRANSFORMADA Z-CHIRP PARA MEDIR FRECUENCIAS EN EL RANGO ULTRASÓNICO

***Guadalupe Aguilar Cerda***

Universidad Autónoma de Querétaro

*lups\_doll@hotmail.com*

***Luis Morales Velázquez***

Universidad Autónoma de Querétaro

*lmorales@hspdigital.org*

## **Resumen**

Este trabajo presenta una comparativa entre 2 métodos para detectar y medir la frecuencia con una alta precisión en el rango ultrasónico. La aplicación propuesta para esta investigación es la medición de velocidad con ultrasonido mediante efecto el Doppler en actuadores lineales, esta se desarrollará en un trabajo posterior. Se generaron señales sintéticas con distintos niveles de ruido, simulando la señal entregada por un sensor ultrasónico. Para la detección de frecuencia se diseñó una metodología para comparar las técnicas de detección de cruce por cero y la Transformada-Z Chirp. La Transformada-Z Chirp, tiene mejores resultados ya que se tiene una buena aproximación de la frecuencia real, y el error no incrementa en señales con ruido, en cambio en la detección de cruce por cero el error incrementa mostrando unos picos indeseables. Una vez que la metodología se perfeccione, se implementará en un sistema embebido para el procesamiento en tiempo real.

**Palabras Claves:** Alta resolución, detección de cruce por cero, efecto Doppler, estimación de frecuencia, transformada-Z Chirp, ultrasonido.

## **Abstract**

*This work presents a comparison between 2 methods to detect and measure the frequency with a high precision in the ultrasonic range. The proposed application for this research is the measurement of velocity with ultrasound by Doppler effect in linear actuators, this will be developed in a later work. Synthetic signals were generated with different levels of noise, simulating the signal delivered by an ultrasonic sensor. For frequency detection, a methodology was designed to compare zero crossing detection techniques and the Chirp Z-Transform. The Chirp Z-Transform, has better results since it has a good approximation of the real frequency, and the error does not increase in signals with noise, instead in the detection of crossing by zero the error increases showing some undesirable peaks. Once the methodology is perfected, it will be implemented in an embedded system for real-time processing.*

**Keywords:** *Chirp z-transform, Doppler effect, frequency estimation, high resolution, ultrasound, zero crossing detection.*

## **1. Introducción**

La frecuencia es un parámetro de gran importancia, por ello la precisión en la estimación de la misma es indispensable, la detección y medición de la frecuencia de una señal, ya sea pura o con ruido es un problema que ha sido estudiado en distintos trabajos para varias aplicaciones. Dentro de las metodologías propuestas están la Transformada Discreta de Fourier [Venkataramanan, 2006] que es una de las más utilizadas al igual que técnicas de estimación basadas en la interpolación de la Transformada Rápida de Fourier [Qi, 2004]. Se ha demostrado a pesar de tener un procesamiento rápido, la desventaja de utilizar la Transformada Rápida de Fourier, es que su rendimiento y resolución dependen de la relación señal ruido (SNR) y del número de muestras de la señal analizada. Para mejorar la precisión y resolución, [Yulan, 2007] combinaron una técnica de interpolación cuadrática y la Transformada Rápida de Fourier. Es importante destacar que las aplicaciones en las que utilizan la Transformada discreta de Fourier y la Transformada rápida de Fourier son mayormente para la estimación de parámetros como ángulo, fase, y

frecuencia entre otros en los sistemas eléctricos de potencia [Phadke et al, 1983]. La estimación de la frecuencia mediante detección de cruce por cero es ampliamente utilizada debido a su simplicidad [Friedman, 1994], el error presentado es discreto, el cual puede atenuarse aún más agregando un filtro. El algoritmo supervisado de Gauss-Newton (SGN) presenta la combinación de la Transformada Discreta de Fourier, el método de detección de cruce por cero y un filtro de respuesta infinita al impulso (IIR) mejorando así la estimación de errores [Xue, 2009]. La Transformada-Z Chirp presenta una resolución de frecuencia mucho más alta que la presentada por las técnicas anteriormente descritas (FFT y Detección de cruce por cero). La Transformada-Z Chirp permite la evaluación de la Transformada Z en M puntos equi-angularmente espaciados en los contornos que entran o salen en espiral desde un punto arbitrario en el plano Z. Dentro de las aplicaciones de este algoritmo se encuentra el análisis de frecuencia en alta resolución, la interpolación del tiempo de datos de una tasa de muestreo a cualquier otra tasa de muestreo y la mejora de los polos para su uso en el análisis espectral [Rabiner et al, 1969]. La importancia de encontrar la técnica adecuada para la medición de frecuencia en el rango ultrasónico con una alta resolución radica en la aplicación que se le desea dar al método propuesto. La aplicación consiste en resolver el problema que se tiene al medir velocidad. Uno de los métodos que usualmente se utilizan, es el de estimar la velocidad a partir de la posición del encoder esto debido a que el encoder es el sensor más común (típico) en el control de movimiento. La medición es simple, ya que se basa en la diferencia de recuentos sucesivos del encoder. A altas velocidades la estimación con este método proporciona resultados relativamente precisos, pero a bajas velocidades e inclusive velocidades extremadamente bajas, la estimación tiene una fiabilidad bastante baja. Un encoder de alta resolución podría proporcionar una estimación de velocidad mucho más precisa incluso para bajas velocidades, pero el coste de implementación, puede ser muy elevado tomando en cuenta que la aplicación no lo requiera [Jeon, 2007]. El uso de acelerómetros para la estimación de la velocidad ha ido en aumento gracias al desempeño que han mostrado y a la reducción de su coste. La velocidad se puede estimar integrando



la aceleración, pero debido a que no es una medición directa y se recurre a la integración, se presenta un error, el cual crece sin límites debido a la polarización y la deriva de la salida del acelerómetro. Para solucionar este problema también se utiliza la medición de la posición y así realizar una compensación para tener una estimación de la velocidad más precisa [Shim et al, 1998]. La propuesta de acelerómetros MEMS con sensores de baja resolución, utilizando el filtro cinemático de Kalman combina las mediciones de posición y aceleración para realizar la estimación de la velocidad. Este método puede presentar perturbaciones a la salida del acelerómetro [Tomizuka, 2001]. La implementación del efecto Doppler para distintas aplicaciones ha ido en aumento. La velocimetría láser de efecto Doppler (laser Doppler Velocimetry, LVD) puede ser usada para medir velocidades de flujo con exactitud y sin invasión. El método consiste en la observación de una luz reflejada, esta luz es generada originalmente por un láser y el estudio de las reflexiones permite derivar la velocidad local e instantánea. El espectro Doppler obtenido a partir del desplazamiento Doppler en frecuencia del rayo láser incidente al mover objetos sólidos o dispersores en flujos, se ha utilizado desde un inicio para propósitos de detección, incluyendo la flujometría y aplicaciones biomédicas [Mowla et al, 2014]. El uso del ultrasonido ha evolucionado de manera importante hasta volverse una de las herramientas de diagnósticas más importantes en el campo de la medicina para la detección de enfermedades gracias a que es una técnica no invasiva y por ello es la más utilizada en todo el mundo [Dávila et al, 2016]. Pero las aplicaciones del ultrasonido no se limitan únicamente al área médica. Se opta por utilizar el método Doppler por ultrasonido debido a la propagación de la onda, en el ultrasonido se propaga con un haz pequeño, de mayor concentración, el cual tiene poca dispersión, a su vez es direccional, en cambio el sonido, tiene una dispersión muy rápida, lo cual provoca la generación de ecos, que al momento de realizar la medición, pueden existir que provengan de distintos lados, que se vuelva señales indeseables, las cuales posteriormente sean discriminadas y llevar a cabo el filtrado [Pye et al, 1998]. En investigaciones actuales, el uso del efecto Doppler por ultrasonido, está enfocado exclusivamente para aplicaciones en áreas médicas,

como estimación no invasiva de la presión sistólica mediante la ecografía Doppler [Yock, 1984]. En los trabajos existentes, la medición de la frecuencia está enfocada para el monitoreo de la calidad en sistemas de potencia, lo cual implica la medición de la línea eléctrica, la cual se encuentra a frecuencias muy bajas, es decir, oscila en el rango de los 60 Hz.

La aportación de este trabajo es la medición de frecuencias en el rango ultrasónico (>20kHz) con una alta precisión y resolución. Una vez que la técnica de medición se encuentre sustentada como la más adecuada, el procesamiento del algoritmo se implementará en un arreglo de compuertas programables en campo (FPGA) debido a que como las frecuencias que se manejan son muy altas, será un cálculo pesado y es necesario hacerlo en un dispositivo de alto desempeño que trabaje a una alta velocidad.

## 2. Métodos

En este apartado se presenta la metodología para la detección y medición de la frecuencia que consiste en la comparación de 2 técnicas, la detección de cruce por cero y la Transformada-Z Chirp. La cual consiste en la generación de 3 señales sintéticas, de las cuales 2 contienen ruido, una en mayor proporción. Una vez que se tengan las señales generadas, se les aplican ambos métodos implementados en Matlab®. Teniendo los resultados de los 2 métodos, se procede a realizar la comparación entre ambos mediante el análisis estadístico del error. La figura 1 muestra el diagrama a bloques de la metodología propuesta para la detección y medición de la frecuencia en el rango ultrasónico de alta resolución.

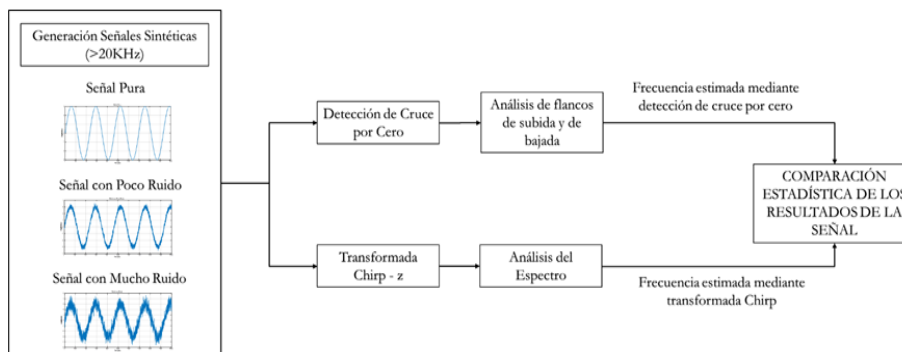


Figura 1 Diagrama a bloques de la metodología propuesta.

Primero se generaron las señales sintéticas, simulando la señal entregada por el sensor ultrasónico. La frecuencia de las señales oscila entre los 30 kHz hasta los 50 kHz, es decir, dentro del rango ultrasónico ( $>20$  kHz). Además dos de las señales generadas contendrán ruido, el cual está presente en las señales reales. Con las señales generadas, se procedió a aplicar 2 de los métodos que más comúnmente se utilizan para medición de frecuencia, con la finalidad de comparar ambas técnicas. Las técnicas utilizadas fueron la de detección de cruce por cero y la Transformada-Z Chirp. En ambos métodos las señales mantuvieron restricciones y limitaciones basadas en la aplicación contemplada a futuro. Una de las restricciones es la resolución. Se restringió la resolución de las señales, y los cálculos con la finalidad de implementar en tiempo real el método en el procesador (FPGA) para tener un sensor en tiempo real y llegar a la medición de la velocidad mediante el efecto Doppler en el rango ultrasónico, lo cual es difícil ya que las frecuencias son muy altas y un dispositivo de baja gama como un microcontrolador, arduino, entre otros, no tiene la velocidad suficiente para realizar la adquisición y el procesamiento al mismo tiempo. La detección de cruce por cero consiste en el cálculo de un punto donde el signo de la función cambia ya sea de positivo a negativo o viceversa, representado por un cruce del eje, el cruce por cero es el punto donde no hay amplitud. El conteo de cruces por cero es un método utilizado en el procesamiento para estimación de la frecuencia. Para ello se diseñó un algoritmo que hace lo siguiente, a partir de la señal generada de manera sintética, se guarda la señal en un arreglo de 4096 valores. Ese arreglo se comparó con cero, si es mayor o menor a cero, en el caso de que sea mayor a cero se le asigna el valor de 1, si es menor a cero, se le asigna el valor de -1, así es la manera en que detecta los cruces por cero, en el cambio de signo de la señal. Así se tendrá un arreglo con unos y menos unos, el paso siguiente es hacer la diferencia de números consecutivos dando como resultado un arreglo de 0, +2, y -2. Los valores que interesan son únicamente los diferentes de 0, ya que ahí se indica el cambio de signo o cruce por cero, al utilizar el absoluto a los valores del arreglo únicamente quedan valores positivos. Posteriormente se obtiene la longitud de la señal dividida entre 2, cada uno de los valores que se tienen en el

arreglo se van a dividir entre ese valor, para este caso 2048. Al final se hace una sumatoria de todos los elementos del arreglo, dando como resultado un valor numérico. Para obtener la frecuencia, se multiplicó ese valor numérico obtenido con anterioridad por la frecuencia de muestreo en este caso 200 000 muestras por segundo (samples per second, Sps) y se dividió entre 2. La Transformada-Z Chirp permite el cálculo rápido de la Transformada Z en ciertos puntos dentro de una región de la circunferencia de radio. Es útil cuando no se desea evaluar la Transformada Discreta de Fourier en todo el intervalo, sino sólo en un rango de frecuencias [Albertí, 2006]. La Transformada-Z Chirp  $X(k)$  de una secuencia de  $N$  puntos  $x(n)$  para  $n = 0, 1, 2, \dots, N - 1$  está dado por la ecuación 1.

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) Z_L^{kn} \quad (1)$$

En dicha ecuación  $X(k)$  permite calcular los contenidos de frecuencia de  $x(n)$  muestreados a una frecuencia  $f_s$ , en un conjunto de  $L$  frecuencias en el rango cubierto por el arco del círculo unitario que comienza en  $\omega_0 = 2\pi f_0$  y termina en  $\omega_1 = 2\pi f_1$  [Proakis, 1996].

En la ecuación 1 la transformación kernel  $Z_L^{kn}$  está dada por la ecuación 2.

$$Z_L^{kn} = \exp\left\{ -j \frac{2\pi n}{f_s} \left[ f_0 + \frac{(f_1 - f_0)k}{L} \right] \right\} = \cos(\omega n) - j \sin(\omega n) \quad (2)$$

Donde:

$$\omega = \frac{2\pi n}{f_s} \left[ f_0 + \frac{(f_1 - f_0)k}{L} \right] \text{ y } k = 0, 1, \dots, L - 1$$

La transformación kernel  $Z_L^{kn}$  se puede implementar como 2 funciones discretas recursivas descritas por la ecuación 3 y la ecuación 4 para la componente real  $Z_R$  y la componente imaginaria  $Z_I$ .

$$Z_R(n) = Z_R(n - 1) \cos(\omega n) - Z_I(n - 1) \sin(\omega n) \quad (3)$$

$$Z_I(n) = Z_I(n-1) \cos(\omega n) + Z_R(n-1) \sin(\omega n) \quad (4)$$

De igual manera que en la detección de cruce por cero, se diseñó un algoritmo que permitiera aplicar la Transformada-Z Chirp a la señal deseada. Se obtuvo la frecuencia a partir del análisis de su espectro.

### 3. Resultados

En este apartado se muestran las simulaciones correspondientes a la comparación de las 2 técnicas para la detección y medición de frecuencia. Al realizar las simulaciones de los algoritmos diseñados mediante la herramienta matemática Matlab ®.

En la gráfica de la figura 2 se puede observar que las señales sintéticas generadas a través del algoritmo cuentan con las restricciones específicas del sistema, como lo son el rango de frecuencias ultrasónicas (30-50 kHz) al que pertenecen, y una frecuencia de muestreo de 200 kSps.

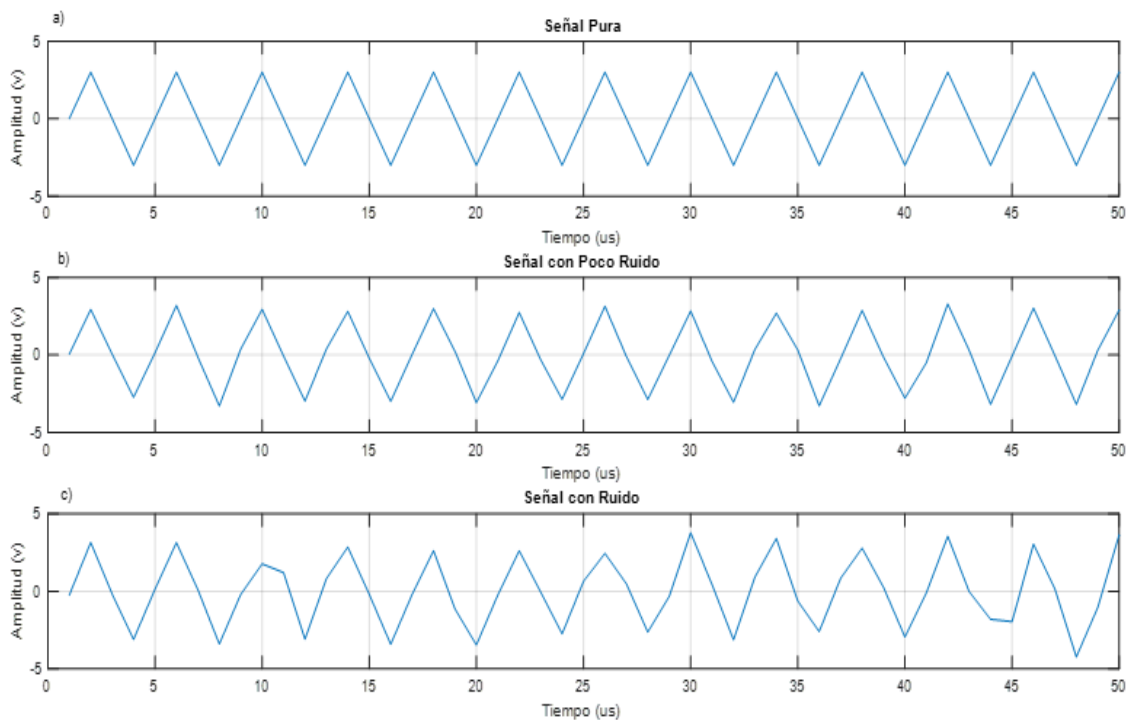


Figura 2 Generación de señales sintéticas (pura, poco ruido, con ruido) con una frecuencia en el rango ultrasónico.

De igual manera se observan 3 gráficas de las cuales la primera, es una señal pura, por el contrario, a las otras 2 señales, se les agregó ruido blanco Gaussiano con una relación señal-ruido por muestra de 10 y 20 dB, esto con la finalidad de simular las condiciones reales que estaría entregando un sensor ultrasónico. Una vez que se obtuvieron las señales sintéticas con las especificaciones requeridas, se procedió a aplicar los dos métodos descritos con anterioridad para una comparación entre ambos métodos.

El algoritmo para la detección de cruce por cero, es muy sencillo y entrega una buena estimación de la frecuencia. En el caso del algoritmo para detectar la frecuencia mediante Transformada-Z Chirp, se analiza el espectro para así poder obtener la frecuencia. En el caso de la Transformada-Z Chirp, el análisis se realizó a partir de su espectro, a continuación se muestran las gráficas.

La figura 3 presenta el espectro de la señal a la cual se le agregó ruido, es evidente como se empieza a notar la presencia de ese ruido en su espectro.

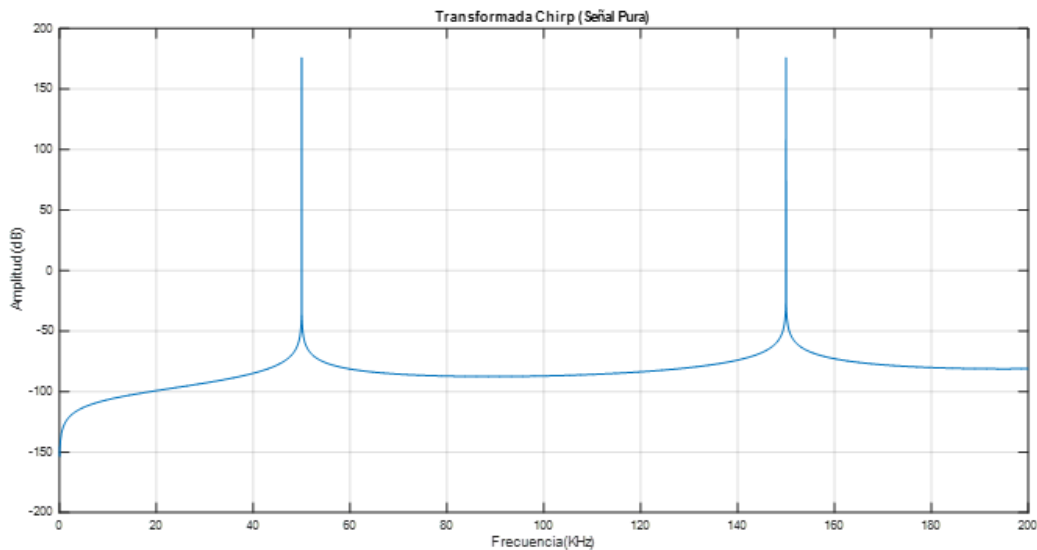


Figura 3 Espectro de la Transformada Z Chirp (Señal Pura).

En la figura 4 y en la figura 5, que son las señales a las que se les agregó ruido, se observa claramente que el ruido está presente en ambas señales, para la señal de la figura 4 se le inyectaron 20dB, en el caso de la figura 5, el ruido inyectado fue de 10dB.

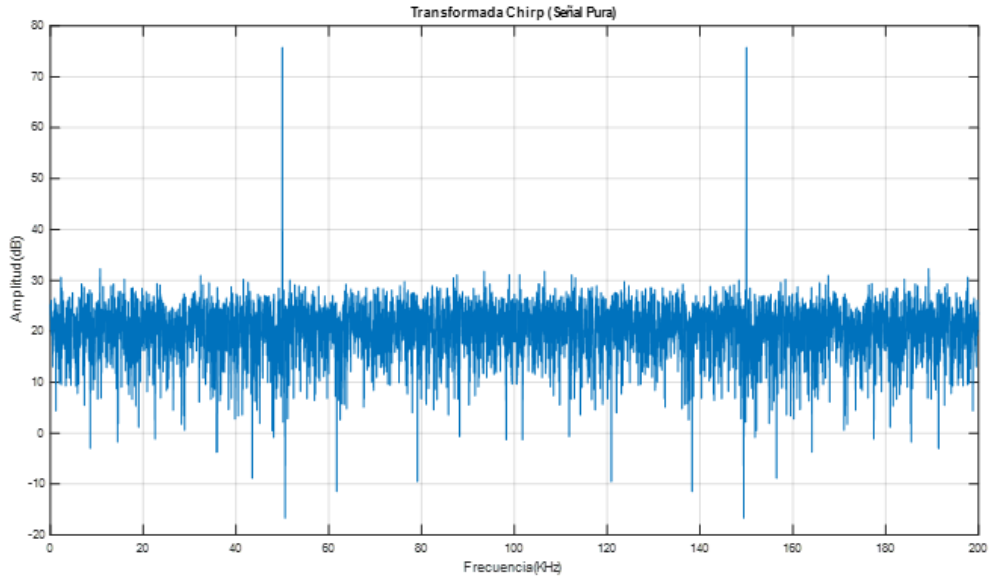


Figura 4 Espectro de la Transformada-Z Chirp (Señal con Poco Ruido).

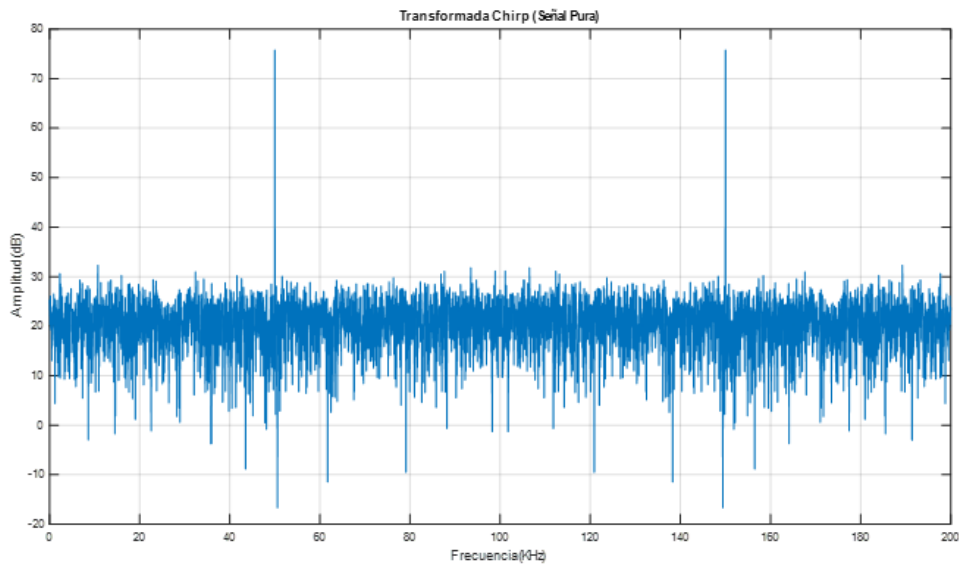


Figura 5 Espectro de la Transformada-Z Chirp (Señal con Ruido).

La figura 5 presenta el espectro de la señal que contiene la mayor cantidad de ruido. Se puede observar que la señal de ruido no afecta la medición del punto máximo.

Para realizar la comparación entre ambos métodos, se obtuvo el error entre la frecuencia de la señal de referencia y la frecuencia que entrega el algoritmo de detección mostrado al aplicar las dos técnicas: la Transformada-Z Chirp y la

detección de cruce por cero para los 3 tipos de señales generadas de manera sintética realizando un barrido de frecuencia desde los 30 hasta los 50 kHz.

En la figura 6 se muestra la comparativa de los errores presentados por ambas técnicas para cada una de las señales sintéticas generadas. En tablas 1 y 2 se muestran algunos parámetros obtenidos de las gráficas de error.

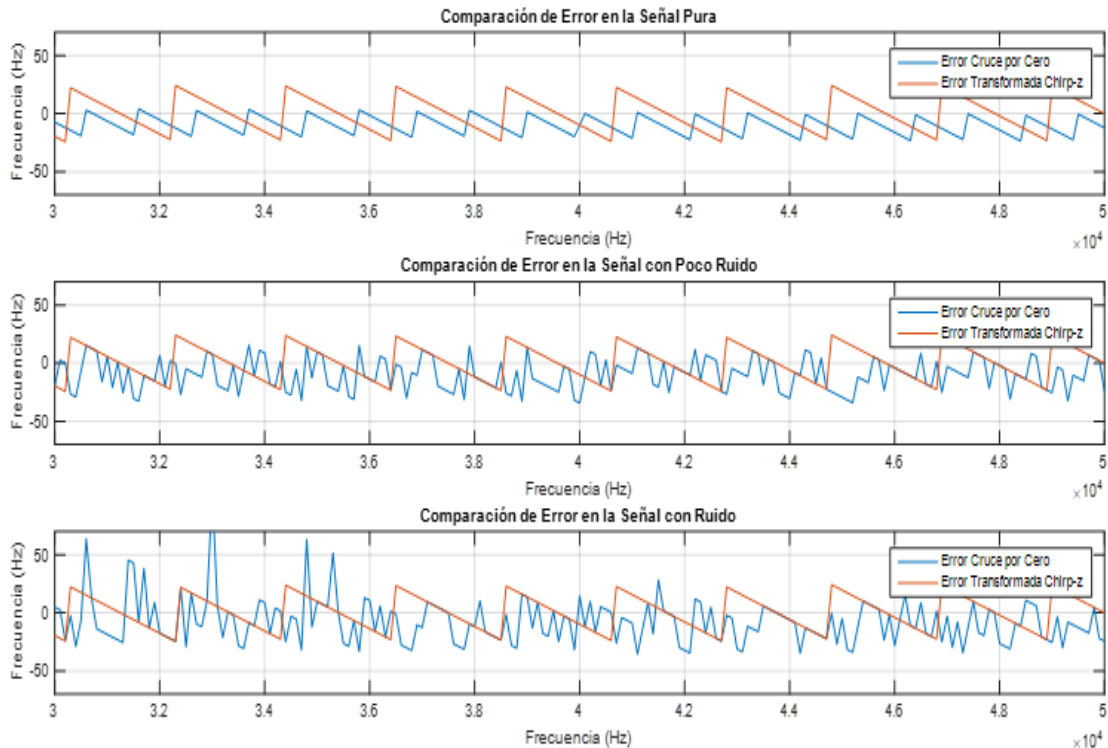


Figura 6 Comparativa de error de las técnicas de cruce por cero y Transformada-Z Chirp para las 3 señales sintéticas generadas.

Tabla 1 Parámetros obtenidos de las gráficas de error para el cruce por cero.

Error Señal Sintética				
Señal Sintética	Cruce por cero			
	Error cuadrático medio	Desviación estándar	Valor mínimo	Valor máximo
Pura	146.5892792	7.123553213	-4.00390625	23.53515625
Poco Ruido	484.8575592	20.28231855	-97.4609375	36.71875
Ruido	334.6538544	16.85483291	-83.7890625	37.6953125



Tabla 2 Parámetros obtenidos de las gráficas de error para la Transformada-Z Chirp.

<b>Error Señal Sintética</b>				
<b>Señal Sintética</b>	<b>Transformada-Z Chirp</b>			
	<b>Error cuadrático medio</b>	<b>Desviación estándar</b>	<b>Valor mínimo</b>	<b>Valor máximo</b>
<b>Pura</b>	202.6176453	14.22763111	-24.21875	24.21875
<b>Poco Ruido</b>	202.6176453	14.22763111	-24.21875	24.21875
<b>Ruido</b>	202.7130127	14.23639897	-24.21875	24.609375

#### 4. Discusión

Al analizar las gráficas de las señales sintéticas mostradas en las figura 3, 4 y 5, es interesante observar que para identificar la frecuencia de la señal se parte del pico ignorando las demás señales mostradas, en otras palabras, al analizar mediante su espectro, el ruido es despreciado. Posteriormente, se obtuvieron los errores de cada una de las señales y se compararon ambos métodos. Para una mejor visualización, esos datos se muestran en las gráficas. Al comparar las gráficas de las figuras 6 se observa que en el caso de la figura 6a, que es la señal pura, el error mostrado por la técnica Transformada-Z Chirp, es mayor que el de detección de cruce por cero. De primera instancia se pudiera pensar que el método de detección de cruce por cero presenta un menor error. Por ello se decidió generar las señales con ruido y comprobar si el comportamiento seguía siendo el mismo. Pero al analizar las figuras 6b y 6c ambas con ruido (en diferentes porcentajes), se muestra que el error mostrado por la Transformada-Z Chirp se mantiene constante sin mostrar grandes cambios. En cambio el error mostrado por el cruce por cero es mucho mayor, inclusive muestra varios picos. Esto debido a lo que se mencionó anteriormente, al analizar el espectro, únicamente se toma el pico máximo e ignora las demás componentes. Por ello, pensando en la aplicación práctica, las señales reales entregadas por el sensor difícilmente serían señales puras. Con los datos obtenidos a partir de las gráficas, se analizaron algunos parámetros de error, los cuales son mostrados en la tabla 1 y tabla 2, se puede observar que el error cuadrático medio se mantiene en la Transformada-Z Chirp para los 3 tipos de señal por el contrario, los valores de

cruce por cero, se nota como se va deteriorando la señal al agregarle ruido. La desviación estándar, indica la variación que hay en la estimación de la frecuencia con la señal con o sin ruido, al tener ruido se va a ir alejando de la frecuencia estimada. Es importante la diferencia entre el valor mínimo y el máximo, ya que indica si existen picos en la señal, en el caso de la detección mediante cruce por cero, la diferencia es muy amplia y varía bastante, en el caso de la Transformada-Z Chirp la diferencia es prácticamente la misma en los 3 tipos de señales lo que indica que no existen tantos picos en la señal, lo cual es deseable debido a se puede tomar valores erróneos en la medición. Al comparar de cruce por cero y Transformada-Z Chirp para medición de frecuencia se puede concluir que cuando las señales son puras, la técnica de Transformada-Z Chirp no funciona de la manera esperada ya que existe una mayor cantidad de variación que con el cruce por cero. Ahora en señales que contienen ruido, el cruce por cero presenta la desventaja de que al incrementar el ruido, el error se va haciendo más, lo que significa que se tienen picos en la señal que pueden afectar su posterior procesamiento. Precisamente la ventaja de la Transformada-Z Chirp es que no importa el nivel de ruido que tenga la señal, el error se mantiene igual, no va creciendo, lo que se traduce en que no presenta picos ni variaciones indeseables. Para la aplicación propuesta de medición de velocidad por ultrasonido mediante efecto Doppler es necesario tener esa característica, ya que no se sabe que cantidad de ruido tenga la señal entregada por el sensor ultrasónico. Por ello lo ideal es utilizar una técnica que no tenga variaciones drásticas a pesar de tener ruido.

## **5. Conclusiones**

Este trabajo presenta el desarrollo de un método de detección de frecuencias en el rango ultrasónico de alta resolución que servirá como base, para la futura aplicación de medición de velocidad por ultrasonido mediante el efecto Doppler en tiempo real para actuadores lineales. Por lo tanto la técnica más conveniente para la aplicación propuesta en el trabajo posterior, debido a la inmunidad que tiene al ruido es la Transformada-Z Chirp. Una vez que el método de detección se tenga

perfeccionado, se tiene pensado implementarlo en un dispositivo FPGA debido a que los cálculos y la velocidad necesaria para realizar la adquisición y el procesamiento solo lo puede hacer un dispositivo de alta gama.

### **Agradecimientos**

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por la beca CONACyT 742849 y el proyecto FIN201613 de la Universidad Autónoma de Querétaro.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Albertí, E. B., *Procesado digital de señales-II: Fundamentos para comunicaciones y control* Vol. 170, Universitat Politècnica de Catalunya. Iniciativa Digital Politècnica, 2006.
- [2] Dávila, F., Barros, L. A., Reynolds, J., Lewis, A. J., & Mogollón, I. R., El ultrasonido: desde el murciélago hasta la cardiología no invasiva. *Revista Colombiana de Cardiología*, 2016.
- [3] Friedman, V., A zero crossing algorithm for the estimation of the frequency of a single sinusoid in white noise. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 42(6), pp. 1565-1569, 1994.
- [4] Jeon, S., & Tomizuka, M., Benefits of acceleration measurement in velocity estimation and motion control. *Control Engineering Practice*, 15(3), pp. 325-332, 2007.
- [5] Mowla, A., Nikolić, M., Lim, Y. L., Bertling, K., Rakić, A. D., & Taimre, T., Effect of the optical numerical aperture on the Doppler spectrum in laser Doppler velocimetry. In *Optoelectronic and Microelectronic Materials & Devices (COMMAD)*, pp. 72-74, December, 2014
- [6] Phadke, A. G., Thorp, J. S., & Adamiak, M. G., A new measurement technique for tracking voltage phasors, local system frequency, and rate of change of frequency. *IEEE transactions on power apparatus and systems*, pp. 1025-1038, 1983.
- [7] Proakis, J. G., & Manolakis, D. G., *Digital signal processing: principles, algorithms, and applications*, 1996.

- [8] Pye, J. D., & Langbauer Jr, W. R., Ultrasound and infrasound. In *Animal acoustic communication* Springer Berlin Heidelberg, pp. 221-250, 1998.
- [9] Qi, G. Q., & Jia, X. L., Accuracy analysis of frequency estimation of sinusoid based on interpolated FFT. *Acta Electronica Sinica*, 32(4), pp. 625-629, 2004.
- [10] Rabiner, L. R., Schafer, R. W., & Rader, C. M., The Chirp z-Transform Algorithm and Its Application. *Bell Labs Technical Journal*, 48(5), pp. 1249-1292, 1969.
- [11] Shim, H., Kochem, M., & Tomizuka, M., Use of accelerometer for precision motion control of linear motor driven positioning system. In *Industrial Electronics Society, 1998. IECON'98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE, Vol. 4*, pp. 2409-2414, 1998.
- [12] Tomizuka, M., State/Parameter/Disturbance Estimation with Accelerometer in Precision Motion Control of Linear Motor. In *Proceedings 2001 ASME International Mechanical Engineering Congress, IMECE2001/DSC-24578*, 2001.
- [13] Venkataramanan, R., & Prabhu, K. M. M. Estimation of frequency offset using warped discrete-Fourier transform. *Signal Processing*, 86(2), pp. 250-256, 2006.
- [14] Xue, S. Y., & Yang, S. X., Power system frequency estimation using supervised Gauss–Newton algorithm. *Measurement*, 42(1), pp. 28-37, 2009.
- [15] Yock, P. G., & Popp, R. L., Noninvasive estimation of right ventricular systolic pressure by Doppler ultrasound in patients with tricuspid regurgitation. *Circulation*, 70(4), pp. 657-662, 1984.
- [16] Yulan, C., & Cunyang, F., A new method of frequency measurement of power system. In *Industrial Electronics and Applications, 2007. ICIEA 2007. 2nd IEEE Conference on*, pp. 2522-2525, May 2007.

# REALIDAD AUMENTADA CON MARCADORES CUADRADOS Y NATURALES PARA NAVEGACIÓN QUIRÚRGICA

***Elíana Margarita Aguilar Larrarte***

Universidad del Cauca  
*eaguilar@unicauca.edu.co*

***Oscar Andrés Vivas Albán***

Universidad del Cauca  
*avivas@unicauca.edu.co*

***José María Sabater Navarro***

Universidad Miguel Hernández  
*j.sabater@goumh.umh.es*

## **Resumen**

Este artículo muestra el resultado de pruebas preliminares con librerías y entornos de desarrollo comerciales encaminados a la construcción de una aplicación para navegación quirúrgica en el área de laparoscopia, usando marcadores cuadrados y marcadores naturales extensibles a despliegues en dispositivos móviles y gafas de realidad virtual. Para la renderización de los objetos 3D se usó el Game Engine Unity junto a librerías especializadas para la visión por computador y realidad aumentada como OpenCV, Vuforia y Kudan. Las pruebas preliminares muestran resultados satisfactorios en el seguimiento de marcadores y en la construcción de la información aumentada útil para el cirujano.

**Palabras Claves:** Aplicaciones móviles, cirugía laparoscópica, realidad aumentada.

## **Abstract**

*This article shows preliminary tests with libraries and integrated development environments (IDE) aimed at building an application for laparoscopic surgical*

*navigation using square markers and natural feature markers extensible to displays, mobile devices and virtual reality goggles. For the rendering of 3D objects, the Game Engine Unity was used together with specialized libraries for computer vision and augmented reality such as OpenCV, Vuforia and Kudan. Preliminary tests show satisfactory results in the tracking of markers and in the construction of augmented information useful to the surgeon.*

**Keywords:** *Augmented reality, laparoscopic surgery, mobile applications.*

## **1. Introducción**

La cirugía laparoscópica requiere alto nivel de experiencia en el manejo de los instrumentos y buenas capacidades de interpretación visual en cuanto a la profundidad de campo se refiere, lo cual exige un nivel de abstracción superior para la ubicación del instrumental y el desarrollo de tareas en el mundo tridimensional real teniendo en cuenta que esa tarea se realiza a través de una limitada percepción 2D del entorno [Moreno, 2012]. Los cirujanos tienen el obstáculo de ubicarse en un campo visual limitado, con problemas de maniobrabilidad y movilidad que en muchos casos ponen en riesgo la precisión del procedimiento haciéndose aun más complejo en presencia de humo y sangrado. El estudio presentado en [Van Vellen, 2003] muestra un inventario de los problemas encontrados durante 12 operaciones endoscópicas realizadas en un hospital de la ciudad de Eindhoven en Países Bajos. Se distribuyó un cuestionario a todo el personal médico implicado, encontrándose que todo el personal tenía problemas físicos, perceptuales y cognitivos, especialmente los cirujanos, residentes y las enfermeras de operación estéril. Las principales causas fueron el posicionamiento de los aparatos, la ropa de trabajo y el alcance limitado de aparatos y / o instrumentos. Datos relevantes de este estudio son los siguientes: el 50% de los encuestados respondió que existe problemas de percepción y un 63% de que hay incomodidad física. Otra encuesta fue diseñada para examinar las barreras de adopción de la laparoscopia para ginecólogos en ejercicio. La encuesta se aplicó en 4.273 cirujanos ginecológicos a través de los Estados Unidos. De dicho estudio se puede abstraer que del numero total de cirujanos que

pueden aconsejar intervenciones mínimamente invasivas, el 62.50% no lo hace debido a las limitaciones visuales y el 65.60% por la pérdida de visión binocular. En los últimos años la tecnología en el campo quirúrgico ha tenido un avance cada vez mayor, ya sea ayudando en el entrenamiento de cirujanos o asistiéndoles durante la intervención. Se han creado una variedad de sistemas de entrenamiento, asistencia y navegación quirúrgica o también llamados sistemas guiados. Las aplicaciones de los sistemas guiados pueden ser usadas para crear diagramas tridimensionales de datos médicos en tiempo real, ampliando la percepción visual, resultando de gran ayuda en los procesos de navegación quirúrgica [Marescaux, 2015], posicionándose dentro de las tecnologías computacionales que mayor futuro tiene debido al aumento de la realidad y al acercamiento de ampliación con realidad mixta. Dentro de ellas se puede nombrar con toda seguridad la realidad aumentada (*Augmented Reality* - AR). Dicha tecnología basa su funcionamiento en el despliegue de imágenes superpuestas en tiempo real sobre video o fotogramas proporcionados por una cámara [Furts, 2014]. Esta técnica ha sido rápidamente adoptada en aplicaciones médicas debido a que proporciona una mezcla de información adicional a modo de extensión de la percepción visual, proporcionando resultados de mayor precisión por parte de los cirujanos, lo cual deriva en mayor éxito dentro de las intervenciones. En el caso de simulaciones en sistemas de entrenamiento, esta tecnología proporciona incremento de la respuesta mano ojo debido principalmente a dicha expansión de la realidad. La realidad aumentada es de mayor aceptación por el cerebro humano debido a que conserva gran parte del recorrido visual real, en contraste a otra tecnología muy popular llamada realidad virtual, que se caracteriza por crear un ambiente y una visión totalmente artificial [De Lacy, 2013]. En los últimos años las aplicaciones médicas de AR han tenido una rápida expansión, dirigida por avances en el hardware (interfaces hápticas y despliegues), al mismo tiempo que los teléfonos inteligentes y tabletas se han constituido en herramientas cada vez más populares para aplicaciones de AR en medicina, industria y educación [Cukovic, 2016]. La realidad aumentada tiene dos funciones: aumentar la percepción de la realidad (muestra la realidad pero elige qué se puede ver y qué

no), la segunda función crear un ambiente artificial (muestra lo que no es real permitiendo ver lo imaginario), con una percepción aumentada de información útil que ayuda a la toma de decisiones. Los sistemas de AR se caracterizan porque tiene elementos reales y virtuales en un entorno real con alto grado de interactividad en tiempo real, y donde se tiene la opción de registrar y posicionar la información virtual teniendo en cuenta la tridimensionalidad del mundo real [Cukovic, 2016], [Duchene, 2006].

La cirugía laparoscópica, de la misma manera que las restantes cirugías mínimamente invasivas, trabaja bajo la disminución de las inserciones en el paciente usando instrumentos quirúrgicos especiales y un sistema de visión compuesto por una cámara y una lámpara de iluminación fría. Cámara y lámpara se conocen como endoscopio y junto con los otros instrumentos son insertados a través de pequeñas incisiones en la cavidad abdominal. La imagen del área de cirugía es desplegada en una pantalla y el cirujano guiado principalmente por lo que se ve en pantalla manipula los instrumentos y efectúa el proceso operatorio. Este tipo de procedimiento quirúrgico evita cortes de gran extensión aunque debido a las características del método requiere alto nivel de experticia por parte del cirujano [Moreno, 2012]. Muchos procedimientos quirúrgicos tradicionales han sido remplazados por esta técnica laparoscópica, dando origen a otras técnicas derivadas como es el caso de NOTES y LESS. NOTES (*Natural Orifice Transluminal Endoscopic Surgery*) realiza el acceso a la cavidad abdominal a través de orificios naturales del cuerpo humano como la boca, la nariz, el ano y la vagina [Autorino, 2011], [Kipper, 2012]. LESS (*Laparo Endoscopic Single-Site Surgery*) es una técnica donde dicho acceso se realiza por una única incisión [Autorino, 2011], [Rané, 2008].

Entre los entrenadores basados en realidad aumentada se han desarrollado sistemas que permiten a los estudiantes de medicina hacer una primera aproximación al procedimiento de acceso venoso central en recién nacidos. Este es el caso de un sistema desarrollado en la Universidad Militar Nueva Granada en Colombia, el cual posee herramientas para el seguimiento de posición y orientación de un marcador 3D, lo que permite al usuario interactuar con modelos



de herramientas quirúrgicas tales como la jeringa, alambre guía, dispositivo de dilatación y el catéter, cada uno de ellos superpuestos como contenido virtual sobre el marcador. Este sistema también dispone de entradas de teclado con el fin de desplazarse en la escena y cambiar entre las vistas de la piel, el esqueleto o el sistema circulatorio del paciente. El prototipo está programado en Unity3D con el uso de la librería para RA Vuforia y un Oculus VR con una cámara web adjunta [Gutiérrez, 2015]. También se ha implementado un sistema para intervenciones endodónticas, consistente en un software que usa C++, Qt y la librería de procesamiento de imágenes de OpenCV, en la cual el diente intervenido es detectado en imágenes de video de una cámara intraoral, y a partir de un algoritmo de identificación se hace el reconocimiento del canal de raíces del diente. Esta información se sobrepone en la imagen real, donde la localización, el tamaño, la orientación y las distancias son guardadas para posteriores estudios morfológicos [Bruellmann, 2013] En operaciones de irradiación localizada con radiofrecuencia para el tratamiento del cáncer hepático, se utiliza un procedimiento que consiste en introducir una aguja hasta el tumor y aplicar una inyección de radiofrecuencia para hacer morir el tejido canceroso por hipertermia. La acción de ubicar la aguja en el sitio cercano al tumor es una tarea de alta dificultad, ya que para la guía se usa ultrasonido, tomografía computarizada o imágenes de resonancia magnética. En este caso los sistemas de realidad aumentada ayudan en la ubicación de la aguja y en las tareas de planeación preoperatoria, gracias a la visualización de modelos 3D de los órganos del paciente reconstruidos a partir de imágenes médicas [De Paolis, 2011].

En el caso de la cirugía ortopédica y de trauma, la tecnología AR se constituye en una ayuda en el cambio de tareas y en el entendimiento de la relación entre la anatomía, los implantes y las herramientas.

Se han realizado trabajos que permiten una visualización de la escena operatoria, los cuales mezclan las diferentes fuentes de información, entre ellas los datos proporcionados por un sensor Kinect. En este desarrollo se introduce un paradigma basado en aprendizaje de máquina, en el cual se identifican aspectos relevantes de la anatomía con el Kinect y los datos de rayos X por un lado, y por

otro lado se crea un mapa que mezcla las imágenes en video junto a las imágenes de rayos X en una sola vista, obteniendo excelentes resultados en el reconocimiento de la escena quirúrgica y la ampliación del campo de percepción [Pauly, 2015]. ARDental es un sistema de realidad aumentada construido por varias universidades para ayudar al entrenamiento de intervenciones en el campo odontológico, combina elementos reales y modelos 3D, lo cual resulta revolucionario en el sentido de que este tipo de entrenamiento era realizado a partir de imágenes 2D [Peng, 2015].

En cuanto a las mejoras en el sistema de reconocimiento y tracking para realidad aumentada para operaciones mínimamente invasivas los estudios van encaminados al uso de algoritmos más robustos que permitan renderizar los objetos aumentados pese a posibles pérdida en los marcadores naturales usando técnicas mixtas que permitan sobrepasar obstáculos visuales como obstrucciones o problemas de iluminación como en [Puerto-Souza, 2013] en el cual el sistema predice los puntos del marcador natural en el caso de limitaciones visuales, en [Collins, 2016] se propone un SURF con KLT de igual forma en [Mahmound, 2017] se propone algoritmos tipo SLAM para ambientes operatorios usando una cámara endoscópica monocular.

Este artículo muestra el primer grupo de pruebas dirigidas al desarrollo de una aplicación para navegación quirúrgica con realidad aumentada en procedimientos de cirugía mínimamente invasiva haciendo uso de dispositivos Android. El estudio fue enfocado a la identificación de las herramientas software o AR SDKs para Android, y a las pruebas de las mismas estableciendo el alcance en el campo médico.

## **2. Métodos**

Unity es un motor de video juegos ampliamente usado para crear un buen número de ambientes virtuales interactivos 2D y 3D [Duchene, 2006]. Unity incluye también un ambiente integral de desarrollo (IDE) y maneja *scripts* orientados a objetos en tres lenguajes: Boo (un lenguaje propio de Unity language basado en Python), JavaScript y C#. Soporta múltiples plataformas tales como: aplicaciones

web, juegos para consolas como Xbox, Wii y PS3, así como dispositivos móviles como iPhone, iPad, equipos con sistema operativo Android, y otros sistemas operativos como Windows, Mac OS y Linux. Adicionalmente tiene un amplio soporte técnico [Simonetti, 2013] y su entorno de desarrollo es también ampliamente usado en aplicaciones de ingeniería y medicina [Bae, 2016], [Narahara, 2015], [Cristie, 2015], [Soto, 2015]. Vuforia es un paquete de desarrollo software (SDK) enfocado al desarrollo de aplicaciones de realidad aumentada para dispositivos móviles, que permite identificar, clasificar y seguir marcadores visuales. Vuforia, anteriormente llamado (Qcar), permite crear aplicaciones de realidad aumentada con soporte en plataformas IOS Android y Unity 3D [Peng, 2015]. La tarea principal de la aplicación futura a la cual se encamina este trabajo es usar como despliegue un dispositivo móvil con sistema operativo Android como una tableta o un sistema de visión basado en HoloLens, asistiendo en la visualización de la cirugía laparoscópica con información adicional de realidad aumentada como se muestra en la figura 1.

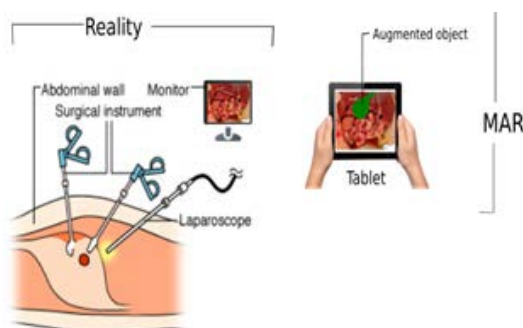


Figura 1 Esquema general del sistema propuesto.

La aplicación de realidad aumentada en el dispositivo móvil (*Mobile Augmented Reality* - MAR) está compuesta por dos partes: hardware y software. El hardware incluye: El dispositivo que despliega simultáneamente el ambiente real del usuario y los objetos virtuales que aumentan la realidad, en este caso una tableta con sistema operativo Android u algún tipo de HoloLens. La segunda parte la constituye el software que incluye reconocimiento y seguimiento; el cual reconoce el marcador, captura el ambiente que el usuario ve y toma la posición del

marcador y la cámara, y por ultimo renderiza los objetos 3D que hacen parte de la aumentación en tiempo real y los despliega también en tiempo real. La figura 2 muestra el diagrama de la creación de la imagen.



Figura 2 Diagrama de la creación de la imagen.

En este trabajo se usaron librerías (SDK: *software development kit*) para realidad aumentada en dispositivos móviles las cuales no son posibles de ser usadas por sí mismas. Es necesario un ambiente de desarrollo software o IDE, que para este caso se usó el motor de video juegos Unity.

Al importar la librería de realidad aumentada en Unity, esta funciona como un *asset* (acción) y todos los recursos para realidad aumentada pueden ser usados: reconocimiento de marcadores, marcadores de objetos pre hechos, seguimiento de cámara AR y demás relacionados.

### 3. Resultados

Como es necesario estimar la posición y orientación de la cámara con respecto al mundo real y viceversa. La combinación de posición y orientación es llamada “pose” y en este caso se utilizaron dos técnicas de seguimiento o “*tracking*”: seguimiento de marcadores cuadrados (*marker-based tracking*) y seguimiento de características naturales (*markerless*).

## Marker Based AR

Uno de las áreas más trabajadas en el reconocimiento de marcadores es el reconocimiento de marcadores cuadrados (*border marker*) en tiempo real, realizándose incluso en situaciones de difícil reconocimiento como al encontrarse girado o sesgado el objeto. Por lo tanto este enfoque resulta ser el más popular y el primero a ser trabajado en los proyectos de realidad aumentada. Un marcador cuadrado es por lo general una imagen 2D impresa en una hoja de papel o superficie lisa. Ese tipo de marcadores son cuadrados y tienen un borde negro de tamaño visible. Durante la fase de seguimiento el sistema realiza una búsqueda de un rectángulo negro y solo si es identificado se procede a examinar el interior de la frontera para determinar el marcador real. Dependiendo de las características del marcador se puede determinar la posición, escala y orientación con respecto a la cámara. En este caso las librerías de realidad aumentada identifican marcadores cuadrados cuyas características son conocidas a partir de un proceso previo de extracción de características en tiempo real. A partir de esta identificación se estima la posición relativa de la cámara. Este sistema está basado en un *framework* de seguimiento que proporciona los datos del reconocimiento y posición del marcador con respecto a la cámara, y un *game engine* para la construcción del mundo virtual sobre Unity. Al desarrollar la aplicación móvil y fijar la cámara en el marcador se obtiene el despliegue en pantalla del objeto 3D relacionado a ese marcador. El objeto tridimensional es hijo del “*image target*”. La captura de pantalla mostrada en la figura 3 muestra un elemento tridimensional renderizado sobre un marcador cuadrado.

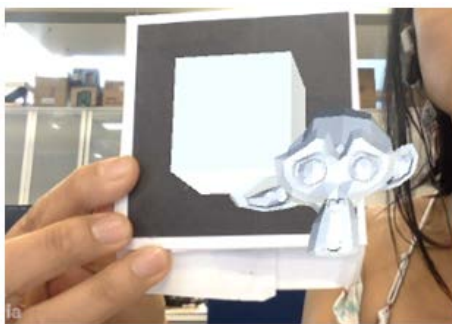


Figura 3 Prueba de deformación entre objetos en el entorno de realidad aumentada.

Posteriormente una vesícula virtual fue relacionada a un nuevo marcador sobre un hígado sintético en el mundo real. Se realizó el ejecutable de la aplicación móvil (apk) y se instaló en una tableta Samsung, la cual fue ubicada en un robot y la cámara alineada con la vista del hígado sintético. Dicho montaje se realizó en el laboratorio del grupo nBIO (Grupo de investigación en Neuroingeniería Biomédica) de la Universidad Miguel Hernández en España, sobre un robot de asistencia quirúrgica en una caja de entrenamiento laparoscópica como se puede ver en la figura 4.

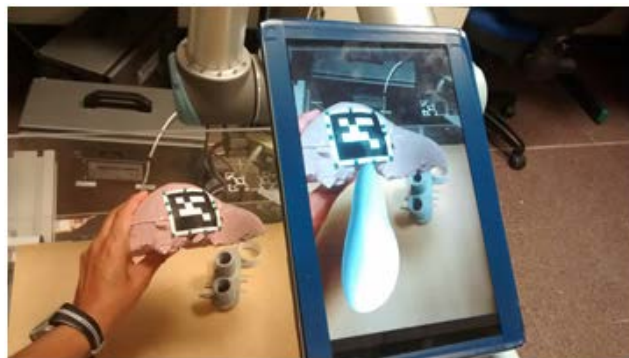


Figura 4 Montaje dispositivo de despliegue y marcador físico ubicado en hígado sintético.

### **Natural Feature Tracking**

NFT (*Natural Feature Tracking Marker*) o marcadores de características naturales no necesitan el borde negro debido a que el reconocimiento del marcador se realiza a partir de características naturales de la imagen, lo cual permite que el marcador pueda ser cualquier porción de la imagen. Para el reconocimiento de características naturales se utilizaron tres herramientas técnicas:

- El *asset* Vuforia para Unity. Se tomó una imagen cualquiera, se usó la herramienta web de Vuforia “Target Manager” para crear una base de datos de las características del marcador. Dicha base de datos es importada en el IDE de Unity, de esta manera se realiza un pre procesamiento anterior a partir de una extracción de características con “*Fast corner detector*” para calcular rápidamente “*feature points*” en la

imagen de la cámara. La herramienta de Vuforia permite categorizar la imagen dependiendo de la facilidad de seguimiento de la misma a partir de la densidad de características encontradas en la imagen. Este tipo de aplicación funciona bien en el proceso de extracción de características naturales con una imagen que se conoce con anticipación, tal como se puede ver en la figura 6. La figura 7 muestra el proyecto en el IDE de Unity haciendo uso del complemento de realidad aumentada de Vuforia; mientras que la figura 8 muestra la aplicación corriendo en tiempo real en un dispositivo móvil con sistema operativo Android.

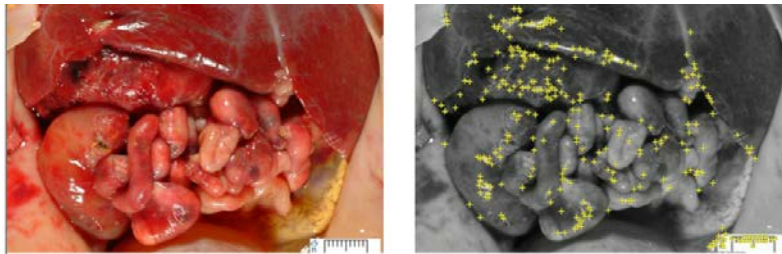


Figura 6 Extracción de características usando Target Manager de Vuforia.

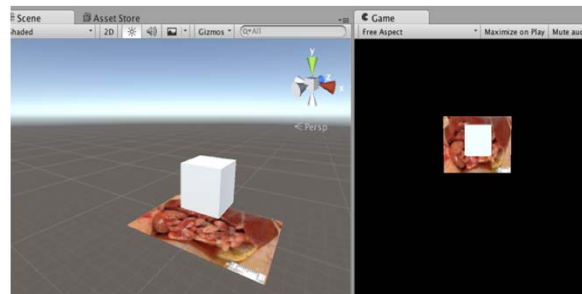


Figura 7 Proyecto en Unity usando el complemento de Vuforia.



Figura 8 Apk usando Vuforia y Android para AR con características naturales.

- La librería OpenCV con Python. Las limitaciones de extracción de características naturales y seguimiento de las mismas por parte de la librería Vuforia llevaron a pensar en el uso de la librería de visión por computador OpenCV que es una de las más ampliamente usadas en el mundo. Existe un complemento de dicha librería para Unity, lo cual resultaba de gran importancia dado que se quiere mantener el beneficio de crear aplicaciones multiplataforma con relativa facilidad. El *asset* de OpenCv para Unity debe ser comprado para su uso. Mientras se cerraba el proceso de adquisición de esa librería, se realizaron pruebas de las capacidades de la librería normal OpenCV para el reconocimiento de características naturales. Dado que el OpenCV clásico es una librería que puede ser usada con varios lenguajes de programación, para este caso particular el lenguaje seleccionado fue Python.

El siguiente paso fue la prueba de extracción de características naturales con la dupla OpenCV – Python como se observa en la figura 9 para lo cual se usó un clasificador Haar Cascade [Viola, 2001] entrenado a partir de imágenes de un objeto particular a ser reconocido. Posteriormente este entrenamiento fue cargado usando la librería OpenCV en el lenguaje de programación Python. Para el entrenamiento del Haar Cascade propio se realizó un proceso de preparación de datos en el cual:

- ✓ Se prepararon imágenes negativas, un banco de imágenes que no contienen el objeto de interés.
- ✓ Se prepararon las imágenes positivas las cuales contienen el objeto de interés.
- ✓ Se realiza la marcación del objeto en las imágenes positivas.
- ✓ Se creó un vector con la información de las imágenes positivas.
- ✓ Se ejecutó el algoritmo de entrenamiento del clasificador Haar Cascade.
- ✓ Se cargó el archivo con los resultados del entrenamiento con OpenCV. 7) Se hizo la prueba con un *script* de Python.



- ✓ Se enlazó con una aplicación de Unity enviando las coordenadas del objeto reconocido desde el programa en Python.

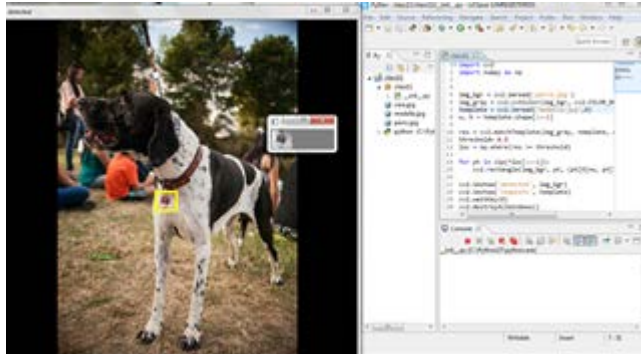


Figura 9 Prueba de extracción características clasificador Haar Cascade OpenCV–Python.

- El asset de OpenCV para Unity. En el caso del asset OpenCV la importación del mismo se realizó copiándolo a la carpeta de complementos del proyecto de Unity. A modo de prueba para verificar el funcionamiento de la librería de visión por computador en una aplicación móvil, se usó detección de círculos con la función `cv2.HoughCircles` como puede apreciarse en figura 10. Se obtuvo como resultado un correcto funcionamiento para los dos ejemplos en una tableta Samsung Galaxy Tab2 y un celular Moto X.



Figura 10 Extracción de características OpenCV–Unity.

## Markerless

La técnica “Markerless” o sin marcadores y que también suele llamarse HoloLens, consiste en colocar manualmente un objeto virtual en una vista

particular en la que este parece estar bloqueado en el lugar que ocupa en el espacio.

Este sistema no depende únicamente de sensores (GPS, acelerómetros...) para mantener el objeto en su lugar, es probable que la información de dichos sensores se combine con la técnica SLAM (*Simultaneous Localization and Mapping*), la cual está compuesta por algoritmos que utilizan datos de sensores para construir un mapa de un entorno desconocido, al mismo tiempo que se utiliza para identificar la ubicación espacial. Para que SLAM funcione se necesita crear un mapa preexistente de su entorno y luego orientarse dentro de este mapa. Cuando se coloca el objeto, los algoritmos de Markerless extraen características desde atrás y alrededor del objeto, y utilizan esta información junto con los datos proporcionados por los sensores para ajustar la posición del objeto. Así que colocar objetos sobre un terreno con muchas características funciona mejor que colocarlo en un trozo de papel blanco. Para esta prueba de "Markerless" se utilizó la librería de AR para *markerless* Kudan, la cual se importó como un complemento en el IDE de Unity. En la figura 11 se muestra el anclaje de un elemento de realidad aumentada en un video de una laparoscopia.

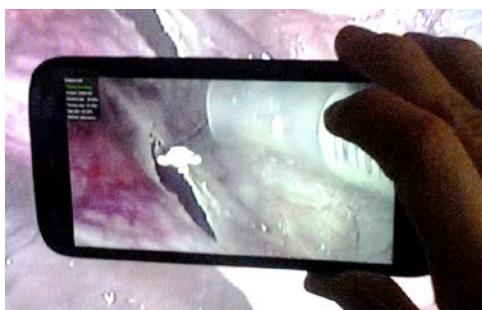


Figura 11 Realidad aumentada, complemento realidad aumentada Kudan para Unity.

#### **4. Discusión**

La librería de realidad aumentada Vuforia muestra un adecuado seguimiento de marcadores con características muy estructuradas, aunque existe dificultad en el uso de marcadores naturales en especial si esas características no corresponden a imágenes que se conocen con anticipación, ya que es necesario usar el *target manager* de Vuforia para tener una base de datos de las mismas. Lo anterior

conllevó a explorar otras librerías de AR que permitan la implementación de algoritmos de seguimiento y reconocimiento de marcadores naturales en video, por lo cual se optó por usar OpenCV.

OpenCV se abordó desde dos enfoques de implementación:

- Usando el lenguaje de programación Python.
- Como un complemento del IDE Unity que permita usar *scripts* en C#.

En ambos casos se abre todas las posibilidades para trabajar con clasificadores más especializados como el Haar Cascade el cual es ampliamente usado para reconocimiento de rostro debido a su capacidad de reconocer características naturales incluso si el objeto no es exactamente el mismo, lo cual permite extender su uso al reconocimiento de otros objetos y características. La dupla OpenCV–Python sirve como ejercicio práctico para probar algoritmos y clasificadores. Pero el enlace con Unity solo es posible a través de una comunicación externa, por ejemplo con el uso de *sockets*, lo cual agrega complejidad a la compilación de una aplicación para móviles u HoloLens. Caso contrario se presenta con el *asset* OpenCV para Unity, en el cual la librería es integrada al entorno de desarrollo permitiendo empaquetar una app de muy buen funcionamiento en teléfonos inteligentes de gama media y alta, sin necesidad de comunicaciones externas, lo cual conlleva a deducir que tendrá un comportamiento satisfactorio para HoloLens y demás interfaces de realidad virtual. El objetivo de reconocer y seguir características estructuradas en imágenes en movimiento llevó a la exploración de otro *asset* o complemento para Unity llamado Kudan, el cual presenta como gran ventaja la implementación de *markerless* usando el algoritmo SLAM (*Simultaneous Localization and Mapping*). Las capacidades de esta opción no se han trabajado más allá de realizar una aplicación con ubicación de un objeto en un entorno.

## 5. Conclusiones

La realidad aumentada es una técnica que puede ser usada como herramienta para facilitar el posicionamiento visual de cirujanos dentro de operaciones laparoscópicas, permitiendo sumar información creada de forma artificial

ubicándola dentro del campo visual que es proporcionado por la cámara endoscópica por lo cual los trabajos realizados en esta área resultan de especial interés debido a una representación más intuitiva.

En este trabajo se realizó una prueba estándar con marcadores cuadrados también llamados “fiducial” o “Border Markers” y marcadores naturales o “Natural Feature Marker” usando librerías comerciales de realidad aumentada y como base el entorno integrado de desarrollo (IDE) Unity y su motor multiplataforma de video juegos. Entre las librerías usadas se citan: Vuforia, Kudan y OpenCV.

Como resultado se tiene que la elección de Vuforia como librería de reconocimiento de marcadores para realidad aumentada y de Unity como IDE de desarrollo resulta ser satisfactoria para marcadores cuadrados y marcadores naturales. El seguimiento del marcador es rápido y la aplicación para sistema operativo android resulta ser muy estable. Uno de los mayores obstáculos en el uso de esta librería radica en la exigencia de extracción previa de las características del marcador, tanto para fiducial markers como para natural marker. Labor que se realiza usando una aplicación web proporcionada por los fabricantes de Vuforia y que es llamada “target manager”. Dicha aplicación entrega una base de datos de las características del marcador la cual es importada en Unity y que sin duda proporciona un reconocimiento rápido del marcador. Ante lo cual se propuso el uso de otra librería que permita mayor flexibilidad en el manejo de los algoritmos de visión por computador. El paso siguiente se enfocó al uso del asset OpenCV para Unity. Este asset al estar integrado a Unity permite compilar aplicaciones multiplataforma de muy buen funcionamiento en tiempo real.

En el caso de Markerless se trabajó con Kudan un complemento para Unity que trabaja bajo el algoritmo SLAM. Aunque las aplicaciones con Kudan resultar tener la misma facilidad que con Vuforia, el Markerless es altamente dependiente del posicionamiento con GPS, es de recalcar que no se descarta el uso de esta librería para trabajos próximos.

Dado que el trabajo actual estaba enfocado a la exploración de herramientas de realidad aumentada y a pruebas con *border markers* y de manera no muy profunda con *markerless*, una de las principales direcciones para trabajos futuros

es el uso de algoritmos más robustos tales algunas variaciones de SLAM, o algoritmos mixtos que vayan más allá, como SURF con KLT, tal como se propone en [Puerto, 2013]. [Collins, 2016], reajustando la metodología de reconocimiento de los marcadores naturales teniendo en cuenta obstáculos presentes en las cirugías laparoscópicas tales como oclusión y problemas de iluminación.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Autorino, R., Cadeddu, J. A., Desai, M. M., Gettman, M., Gill, I. S., Kavoussi, L. R., Lima, E., Montorsi, F., Richstone, L., Stolzenburg, J. U., Laparoendoscopic single-site and natural orifice transluminal endoscopic surgery in urology: a critical analysis of the literature. *European Urology* 59, 1, pp. 26-45, 2011.
- [2] Bae, J. H., Development of smart game based on multi-platform game engine. *International Journal of Multimedia and Ubiquitous Engineering* 11, 3, pp. 345-350, 2016.
- [3] Bruellmann, D. D., H. Tjaden, U. Schwanecke, and P. Barth, An optimized video system for augmented reality in endodontics: a feasibility study, *Clinical oral investigations* 17, no. 2, pp. 441-448, 2013.
- [4] Collins, T., Bartoli, A., Bourdel, N., & Canis, M., Robust, real-time, dense and deformable 3d organ tracking in laparoscopic videos. In *International Conference on Medical Image Computing and Computer-Assisted Intervention*, Springer International Publishing, pp. 404-412, 2016.
- [5] Cukovic, S., Gattullo, M., Pankratz, F., Devedzic, G., Carrabba, E., Baizid, K. Marker based vs. natural feature tracking augmented reality visualization of the 3D foot phantom. *Electrical and Bio-medical Engineering, Clean Energy and Green Computing* 1, 2016.
- [6] Cristie, V., Berger, M., Bus, P., Kumar, A., Klein, B., City-heat: visualizing cellular automata-based traffic heat in unity3d, *Visualization in High Performance Computing*, ACM, 6, SIG-GRAPH, Asia 2015.
- [7] De Lacy, A. M., Rattner, D. W., Adelsdorfer, C., Tasende, M. M., Fernández, M., Delgado, S., Sylla, P., Martínez-Palli, G., Transanal natural orifice transluminal endoscopic surgery (notes) rectal resection: "down-to-up" total

- mesorectal excision (tme)—short-term outcomes in the first 20 cases. *Surgical Endoscopy* 27, 9, pp. 3165–3172, 2013.
- [8] De Paolis, L. T., Ricciardi, F., Dragoni, A. F., Aloisio, G. An augmented reality application for the radio frequency ablation of the liver tumors. In *International Conference on Computational Science and Its Applications*, Springer, Berlin, Heidelberg, pp. 572-581, 2011.
- [9] Duchene, D. A., Moinzadeh, A., Gill, I. S., Clayman, R. V., and Winfield, H. N., Survey of residency training in laparoscopic and robotic surgery. *The Journal of Urology* 176, pp. 2158–2167, 2016.
- [10] Llena, C., S. Folguera, L. Forner, and F. J. Rodríguez Lozano, Implementation of augmented reality in operative dentistry learning. *European Journal of Dental Education*, 2017.
- [11] Furst, J., Fierro, G., Bonnet, P., Culler, D. E., Busico 3d: building simulation and control in unity 3d. *12th ACM Conference on Embedded Network Sensor Systems*, ACM, pp. 326–327, 2014.
- [12] Gutiérrez Puerto, E.M., Sistema de Realidad Aumentada para la interacción con el Instrumental en el procedimiento de Acceso Venoso Central, Tesis, Universidad Militar Nueva Granada, 2015.
- [13] Jamali, S. S., Shiratuddin, M. F., Wong, K. W., Oskam, C. L., Utilising mobile-augmented reality for learning human anatomy. *Social and Behavioral Sciences* 197, pp. 659–668, 2015.
- [14] Kipper, G., Rampolla, J., *Augmented Reality: an emerging technologies guide to AR*. Elsevier, 2012.
- [15] Mahmoud, N., Hostettler, A., Collins, T., Soler, L., Doignon, C., & Montiel, J. M. M. SLAM based Quasi Dense Reconstruction For Minimally Invasive Surgery Scenes, 2017.
- [16] Pauly, O., Diotte, B., Fallavollita, P., Weidert, S., Euler, E., & Navab, N. Machine learning-based augmented reality for improved surgical scene understanding. *Computerized Medical Imaging and Graphics*, pp. 55-60, 2015.

- [17] Puerto-Souza, G. A., & Mariottini, G. L. An augmented-reality system for laparoscopic surgery robust to complete occlusions and fast camera motions, In International Conference on Robotics and Automotion, 2013.
- [18] Marescaux, J., Diana, M., Next step in minimally invasive surgery: hybrid image-guided surgery. *Journal of pediatric surgery* 50, pp. 30–36, 2015.
- [19] Moreno, M. R., Moraes, T. F., Amorim, P. H., da Silva, J. V. L., Rodriguez, C. A. Virtual open source environment for training and simulation of laparoscopic surgery. XII Work-shop de Informática Médica (WIM2012) XXXII Congresso da Sociedade Brasileira de Computacao, pp. 1–4, 2012.
- [20] Narahara, T., Abbruzzese, K. M., Foulds, R. A. Haptic collaboration: biomedical engineering meets digital design, SIGGRAPH 2015, 2015.
- [21] Peng, H., Application research on face detection technology based onopencv in mobile augmented reality. *International Journal of Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition* 8, pp. 249–256, 2015.
- [22] Rané, A., Rao, P., and Rao, P., Single-port access nephrectomy and other laparoscopic urologic procedures using a novel laparoscopic port (r-port). *Urology* 72, pp. 260–263, 2008.
- [23] Viola, P., Jones, M. Rapid object detection using a boosted cascade of simple features. *Computer Vision and Pattern Recognition. CVPR 2001. IEEE Computer Society Conference*, 2010.
- [24] Simonetti, A., Paredes, J. Vuforia v1. 5 sdk, Analysis and evaluation of capabilities. Master's thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, 2013.
- [25] Soto, C., Vargas, M., Uribe-Quevedo, A., Jaimes, N., and Kapralos, B. Ar stereoscopic 3d human eye examination app. In *Interactive Mobile Communication Technologies and Learning (IMCL)*, 2015 International Conference, IEEE, pp. 236–238, 2015.
- [26] Van Veelen, M., Nederlof, E., Goossens, R., Schot, C., Jakimowicz, J., Ergonomic problems encountered by the medical team related to products used for minimally invasive surgery. *Surgical Endoscopy and Other Interventional Techniques* 17, pp. 1077–1081, 2003.

# DETECCIÓN DE NECESIDADES Y DEFINICIÓN DE CONTENIDOS PARA LA ENSEÑANZA DE LA METODOLOGÍA DEL PERIODISMO DE DATOS: EL CASO DE DATAÍSTA

***Belén Alazañez Cortés***

Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Cuajimalpa  
*belenalazagnez@gmail.com*

***Zayra Monserrat Miranda Aguirre***

Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Cuajimalpa  
*zayry08@gmail.com*

***Jocelyn Lizbeth Molina Barradas***

Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Cuajimalpa  
*d9molina@gmail.com*

***Rocío Abascal Mena***

Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Cuajimalpa  
*mabascal@correo.cua.uam.mx*

## **Resumen**

En este artículo se presenta un sistema de información, llamado Dataísta, capaz de llevar a cabo un proceso de enseñanza-aprendizaje pertinente para los periodistas de investigación mexicanos que quieren incursionar en el Periodismo de Datos. Este sistema tiene como función principal proveer conceptos y herramientas prácticas que le permitan integrar el razonamiento detrás de la metodología del Periodismo de Datos a su propio conocimiento, sin ser expertos en computación. Aplicando procesos del Diseño Instruccional, así como de Diseño Centrado en el Usuario (DCU), se identificaron las necesidades de los usuarios y se definieron los contenidos y formatos en los que serían presentados los



contenidos. Asimismo, se desarrollaron y evaluaron prototipos para conocer la relevancia y efectividad de Dataísta para lograr enseñar las cuatro fases que conforman la metodología (obtención, limpieza o filtrado, análisis y visualización). El sistema es el primero en su tipo para la formación de periodistas.

**Palabras Claves:** Diseño Centrado en el Usuario, diseño Instruccional, entorno de aprendizaje, periodismo de datos, sistema de información.

## **Abstract**

*This article presents an information system, called Dataísta, able to carry out a relevant teaching-learning process for Mexican investigative journalists who want to learn about the Data Journalism. Its main function is to provide concepts and practical skills that allow them to integrate the reasoning behind the methodology of Data Journalism into its own knowledge without being computer experts. Applying processes of Instructional Design, as well as User-Centered Design (DCU), we have identified the needs of users and defined the contents and formats in which to present the information. Likewise, prototypes were developed and evaluated to know the relevance of Dataísta and the effectiveness of the system in order to teach the four phases of the methodology (obtaining, cleaning or filtering, analysis and visualization). The system is the first of its kind in the training of journalists.*

**Keywords:** *Data journalism, information system, instructional design, learning environment, user centered-design.*

## **1. Introducción**

Durante los últimos años, el periodismo ha enfrentado retos significativos, relacionados, principalmente, con el auge de las nuevas tecnologías. La inclusión de las Tecnologías de Información y Comunicación (TICs) en el mundo, ha transformado la forma en la que se ejerce el periodismo. De esta manera, en la actualidad, los periodistas tienen acceso a una gran variedad de fuentes de información, como las bases de datos publicadas por los gobiernos, reportes de Organizaciones no Gubernamentales (ONGs) e incluso *posts* y *tuits* provenientes

de medios sociales como Twitter o Facebook. A las fuentes de información mencionadas anteriormente, se les conoce como Datos Abiertos y, generalmente, son utilizados por los periodistas para iniciar sus investigaciones. El Open Data Handbook define a los Datos Abiertos como *“datos que pueden ser utilizados, reutilizados y redistribuidos de forma libre por cualquiera”* [Poikola, 2009]. Los Datos Abiertos deben estar disponibles, preferentemente vía Internet, y no deben ser fragmentados.

El acceso a diversas fuentes de información puede ser de gran ayuda para el periodista, la realidad es que se requiere de cierto tipo de especialización, generalmente en áreas técnicas o en computación, para ser capaz de procesar, analizar y visualizar toda la información que de ellas se obtiene. Es importante destacar que, debido a la cada vez mayor apertura de la información, los datos ya no son usados únicamente para hacer más atractivos los artículos periodísticos, ahora, toman un rol protagónico pues sirven de apoyo para encontrar historias en las bases de datos y sustentar las notas periodísticas. La mezcla entre la forma tradicional de hacer periodismo y el avance tecnológico ha dado pie al desarrollo de una nueva especialización del periodismo, denominada “Periodismo de Datos”. Con el fin de comprender qué es el Periodismo de Datos, se puede retomar la definición de Aron Pilhofer, quien dice que se trata de *“una disciplina cada vez más amplia, que usa herramientas, técnicas y enfoques para contar historias, e incluye desde las tradicionales técnicas del Periodismo Asistido por Computadora hasta las más novedosas aplicaciones de visualización. Con la finalidad de proporcionar información y análisis al público para acercar los temas más importantes del día a día”* [Flores, 2013]. Esta definición describe la forma en la que el periodismo hace uso de las nuevas tecnologías para hacer frente a la era digital. Es importante destacar que, el Periodismo de Datos no reemplaza la metodología seguida por los periodistas durante décadas, simplemente agrega nuevas técnicas que dotan a los periodistas de la posibilidad de acercarse a otras disciplinas con el propósito de lograr investigaciones más completas apoyándose del trabajo interdisciplinario.

La transición del periodismo tradicional al Periodismo de Datos se ha dado de manera paulatina, principalmente, porque los periodistas no cuentan con el tiempo, los conocimientos o la infraestructura necesaria para iniciar con su especialización [Zanchelli, 2013]. De acuerdo con el Global Investigative Journalism Network, el Periodismo de Datos se ha vuelto relevante principalmente porque *“gobiernos y empresas han incrementado el flujo de información y alrededor del mundo se tiene un mayor acceso a una gran cantidad de datos”* [Zanchelli, 2013]. Debido a lo anterior, es importante destacar que existe un nicho de oportunidad en la generación de herramientas y habilidades relacionadas con el Periodismo de Datos para el usuario hispano parlante. Muchas de las herramientas existentes no toman en cuenta necesidades propias, por ejemplo, del periodista mexicano.

El artículo está organizado de la siguiente manera: en la Sección 2, se introduce a un estado del arte de los manuales, artículos y herramientas que fueron creados para introducir al periodista a la metodología del Periodismo de Datos. De igual manera, la Sección 2, presenta el estudio contextual, la explicación del proceso de trabajo y la metodología seguida para desarrollar los prototipos, así como su evaluación con el usuario final: el periodista mexicano. En la Sección 3 se demuestra la relevancia de la propuesta y su contribución al proceso de enseñanza-aprendizaje de esta nueva especialización del periodismo a través de la presentación del prototipo y su funcionamiento. Finalmente, se aborda el trabajo futuro y las conclusiones en la Sección 4.

## **2. Métodos**

Como se mencionó en la sección de Introducción, existe una nueva rama del periodismo la cual es *“una disciplina periodística que se nutre de otras muchas: de investigación, en profundidad, de precisión, asistido por computadora y analítico. En ella se trabaja con grandes volúmenes de datos, se aprovecha al máximo la visualización interactiva y se incorpora al programador al equipo periodístico”* [Crucianelli, 2013]. Sin embargo, el periodista actual no está preparado para dar el gran salto hacia la tecnología y, mucho menos, cuando cada una de las etapas del

Periodismo de Datos requiere de habilidades precisas. Por ejemplo, los periodistas deben buscar los datos y limpiarlos, aunque lamentablemente las bases de datos que proporciona el gobierno o que se encuentran en la red, están ‘sucias’ es decir, contienen espacios innecesarios, letras o símbolos que se repiten y esto hace que el análisis de los datos no sea óptimo. Para ello, es necesario realizar una adecuada limpieza de las bases de datos para poder avanzar al siguiente paso que es el análisis. En esta fase se pueden encontrar patrones que no se habían considerado antes y que pueden darle un giro a la investigación. Otra de las etapas del Periodismo de Datos es la visualización la cual es la presentación de todos los pasos anteriores, enfocándose en dotar a los lectores de la información pertinente y que puedan identificar claramente los puntos claves del proyecto, así como que lo entregado tenga un impacto relevante en la sociedad. Es así como el periodista tradicional se enfrenta a una serie de tareas para las que no estaba habilitado y que incluyen las etapas presentadas en la figura 1.



Figura 1 Metodología del Periodismo de Datos (Creación Propia).

Ante la necesidad de metodologías más abiertas, que ofrezcan herramientas para construir el proceso propio de enseñanza-aprendizaje, existen algunas opciones complementarias y/o alternativas al aprendizaje formal. El periodista puede buscar y encontrar dentro de la red una lista muy larga de herramientas tecnológicas que pueden ayudarle en su labor. Desde, por ejemplo, conocer tendencias en Internet como Google Trends<sup>1</sup> hasta para mapear información geográfica como CartoDB<sup>2</sup>. Dentro del periodismo de datos también existe una gama muy importante de herramientas que son un recurso vital para la sistematización de datos. Para la

<sup>1</sup> <https://trends.google.com.mx/trends/>

<sup>2</sup> <https://carto.com/>

obtención de datos (Google Trends, Youtube<sup>3</sup>), limpieza de datos (Open Refine<sup>4</sup>, Tabula<sup>5</sup>), análisis de datos (R<sup>6</sup>, Tableau<sup>7</sup>) y visualización de datos (D3.js<sup>8</sup>, My Maps<sup>9</sup>). Además de la extensa variedad de herramientas auxiliares disponibles en la red, también están disponibles algunos cursos masivos gratuitos en línea (MOOCs, por sus siglas en inglés). Desafortunadamente, la gran mayoría están pensados en generar científicos de datos, más que en preparar a periodistas de datos. Por lo tanto, el objetivo del presente artículo se enmarca dentro de la siguiente hipótesis:

Ho: Los periodistas de investigación carecen de los conocimientos necesarios para realizar artículos basados en datos. Por ello, es importante identificar sus necesidades para generar contenidos que se puedan incluir en un sistema de información que les ayude a comprender la metodología propuesta por el Periodismo de Datos.

Para la propuesta de un sistema de información se utilizaron dos metodologías: Diseño Centrado en el Usuario y el Diseño Instruccional, se explican a continuación.

### **Diseño Centrado en el Usuario (DCU)**

Una vez que se identificaron las diferentes herramientas y cursos disponibles, se realizó un estudio contextual aplicando la metodología del Diseño Centrado en el Usuario (DCU) con el objetivo de identificar las necesidades de los periodistas de investigación; es decir, los usuarios finales. Mediante la realización de observación participativa, entrevistas y encuestas, fue posible definir las características que debían estar incluidas en un entorno de aprendizaje que permitiera a los periodistas de investigación incursionar en la metodología del Periodismo de Datos.

---

<sup>3</sup> <https://www.youtube.com/>

<sup>4</sup> <http://openrefine.org/>

<sup>5</sup> <http://tabula.technology/>

<sup>6</sup> <https://www.r-project.org/>

<sup>7</sup> <https://www.tableau.com/es-es>

<sup>8</sup> <https://d3js.org/>

<sup>9</sup> <https://www.google.com/maps/d/>

Se eligió aplicar la metodología del DCU debido a que ayuda en la obtención de información precisa que permitirá, posteriormente, el desarrollo de un sistema de información mucho más preciso. En el caso del sistema propuesto, la presencia del usuario, el periodista de investigación fue crucial para identificar sus necesidades y así producir un prototipo adecuado a sus necesidades. Con el fin de identificarlas, se decidió entrevistar a un grupo de profesionistas de datos mexicanos, bastante reconocidos dentro de su comunidad. Todos ellos, trece en total, forman parte de equipos interdisciplinarios que realizan periodismo de datos, tabla 1.

Tabla 1 Profesionales del periodismo de datos entrevistados.

No.	Nombre	Medio/Proyecto	Perfil Profesional
1	Israel Piña	Quién Compró	Periodista
2	Tania Montalvo	Animal Político	Periodista
3	Lilia Saúl	Universal Data	Periodista
4	Daniela Guazo	Universal Data	Periodista
5	Yosune Chamizo	Animal Político	Diseñadora de Información
6	David Hernández	UAM Cuajimalpa	Diseñador de Información
7	Gilberto León	Animal Político	Programador
8	Sergio Araiza	SocialTic	Programador
9	Irving Morales	Morlan	Programador
10	Emmanuel Landa	Morlan	Programador
11	Eduard Martín Borregón	Poder	Periodista
12	Susana Zabala	Independiente	Periodista
13	Daniel Lizárraga	Mexicanos Contra la Corrupción	Periodista

Las entrevistas arrojaron que la principal razón por la que existen escasos ejemplos de Periodismo de Datos en México es la falta de conocimientos en estadística y computación por parte de los periodistas de investigación. Esto les dificulta apropiarse de la metodología propuesta por el Periodismo de Datos, impidiéndoles incluirla en su trabajo diario. Este hallazgo, permite, además, definir al periodista de investigación, como el principal usuario.

Una vez que se definió al usuario, se buscó a un grupo de periodistas de investigación abierto a colaborar en la investigación. Se les aplicó una encuesta,

para conocer qué tanto sabían sobre Periodismo de Datos, qué tantas partes de la metodología conocían o habían aplicado en su trabajo y, finalmente, los principales problemas que enfrentaron al intentar aplicarla. Además, se les consultó sobre las fases de la metodología que les presentaban mayor complicación. La figura 2 muestra los términos más utilizados al contestar la encuesta haciendo énfasis en las principales barreras: cada una de las fases de la metodología del Periodismo de Datos.



Figura 2 Principales necesidades de los periodistas de investigación.

Además, se identificaron las 4 principales dificultades al hacer uso de las herramientas y cursos disponibles en la red:

- Contar con un equipo de cómputo y conexión a Internet.
- El idioma, la mayoría solo están disponibles en el idioma inglés.
- Requiere conocimientos específicos de disciplinas ajenas a la suya.
- No todas son gratuitas.

El cruce de la información sobre necesidades y barreras posibilitó definir que los contenidos del sistema deberían estar enfocados al entendimiento de la metodología del Periodismo de Datos y el proceso de trabajo a seguir cuando se quiere escribir un artículo basado en datos.

### **Diseño Instruccional**

El desarrollo de las nuevas Tecnologías de la Comunicación e Información (TICs), el auge de las concepciones cognoscitivas y las necesidades pedagógicas de los últimos años han propiciado un desarrollo acelerado de nuevas formas de

interacción en el proceso instruccional que permite la integración de esas nuevas tecnologías al ámbito didáctico con una perspectiva amplia y con mayor eficiencia en lo concerniente al mejoramiento del aprendizaje [Córdova, 2002].

El Diseño Instruccional es necesario en cualquier modalidad para organizar de una manera sistemática, no solo la enseñanza, sino también el aprendizaje. Los profundos cambios que se han producido a raíz de los avances tecnológicos no dejan de lado la forma como se ha venido diseñando la instrucción; es por ello que los modelos instruccionales de hoy se caracterizan por ser procesos integrales y holísticos, dialécticos, creativos y flexibles [Romero, 2016]. Desde el principio, el Diseño Instruccional ha tenido una gran influencia en las TICs, así que la etiqueta de *tecnología instruccional* es un sinónimo [Seel et al., 2017]. De esta manera, existen algunos trabajos como el de [Balzhiser, 2015] en el que también se ve implícito el diseño participativo a la hora de construir una herramienta cuyo principal propósito es la de instruir mediante el uso de la tecnología.

Como se explicó en la Sección 1, en este caso el DCU cobra relevancia en el Diseño Instruccional al estar mediado por tecnologías. El usuario es muy importante y forma parte de todo el proceso de construcción de la solución. Así, tomando lo anterior como base, se puede decir que la función principal del sistema, es preparar al periodista de investigación en la aplicación de sus conocimientos a situaciones reales, nuevas y cambiantes; reforzando el aprendizaje significativo. Éste es el que se puede incorporar a las estructuras de conocimiento que tiene y que adquirirá significado a partir de la relación con conocimientos previos. De igual forma, es el periodista el que guía, a partir de sus propias lagunas de información, los temas y herramientas que son relevantes a aprender. El usuario está presente en el desarrollo del sistema permitiendo conocer la manera en la que se puede descomponer a la metodología del Periodismo de Datos en pequeños pasos o instrucciones.

Para la propuesta de un prototipo, se ha considerado que, en todas las modalidades de recursos didácticos en línea personalizados, los contenidos deben de tomar en cuenta lo siguiente:



- La organización de las temáticas como eje principal de acuerdo a la forma en la que aprenden los usuarios.
- Posibilidad de ingresar las preferencias de los usuarios. Es decir, el usuario puede guardar su perfil para retomar temas en el momento en que lo decida.
- Retroalimentación por parte del sistema o por parte de los participantes. En este caso, es importante contemplar la interacción entre la comunidad para potencializar la transmisión de conocimientos.

La aplicación de conceptos del Diseño Instruccional, junto con los puntos anteriores, a los contenidos del sistema permitirá al usuario aprovechar la información que en ellos se aborda. Con ello, el prototipo permitirá facilitar el entendimiento del razonamiento detrás de la metodología que se desea que los periodistas de investigación comprendan.

### **3. Resultados**

Basados en la revisión bibliográfica, así como en la información proporcionada por los usuarios, se identificaron cuáles son la mayoría de los problemas que los periodistas de investigación enfrentan cuando tratan de aplicar la metodología propuesta por el Periodismo de Datos en sus investigaciones. Estos problemas están, principalmente, enmarcados dentro de la carencia de conocimientos previos en otras áreas, así como poco o nulo conocimiento acerca de la metodología propia del Periodismo de Datos. En la hipótesis, se plantea probar que la falta de sustento teórico, así como la falta de conocimientos sobre procesamiento de datos por parte de los periodistas de investigación, son los principales obstáculos por los cuales los periodistas no utilizan los Datos Abiertos en sus investigaciones. Por ello, la creación de un Sistema de Información basado en sus necesidades, les permitirá aprender la metodología del Periodismo de Datos, para así, ser capaces de contar historias a través de los datos.

*Organización de temáticas:* El prototipo contiene conceptos básicos sobre cada paso de la metodología, ver figura 3.



Figura 3 Vista del menú principal del sistema.

Mediante el uso de videos infográficos, el usuario puede identificar la forma en la que todas las etapas de la metodología están conectadas, figura 4. Algunos temas, contienen infografías con el paso a paso sobre cómo realizar cierta actividad, por ejemplo, el *scraping*. Además, cada parte de la metodología cuenta con su propia herramienta auxiliar, misma que servirá al usuario para practicar los conocimientos y habilidades adquiridos dentro del sistema. Asimismo, el usuario es capaz de regresar a cualquiera de las etapas que conforman la metodología, así como saltar las que considera que ya domina. Esto le permite al usuario ubicarse dentro del proceso.

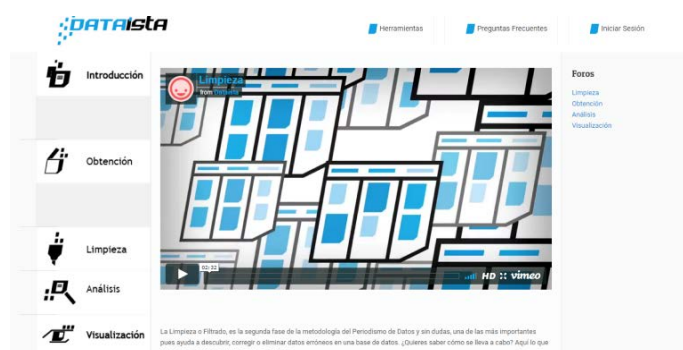


Figura 4 Vista de la sección de limpieza, video introductorio.

*Preferencias y perfil del usuario:* el prototipo permite logearse con el fin de contar con un sistema capaz de adaptarse al perfil del usuario. En todo momento, el usuario será capaz de guardar el estatus de su recorrido por la metodología, así como interactuar con la comunidad.

Uno de los hallazgos dentro de la investigación, fue el saber que los usuarios querían conocer más herramientas en línea que pudieran simplificar sus labores.

Por ello, dentro de cada etapa de la metodología se incluye un listado de aquellas herramientas más usadas por los Periodistas de Datos, figura 5. Los usuarios logeados pueden calificar las herramientas existentes.

Nombre	Link	Evaluación
OPEN REFINE	<a href="http://openrefine.org/">http://openrefine.org/</a>	✓✓✓
EXCEL	<a href="https://products.office.com/en-us/excel">https://products.office.com/en-us/excel</a>	✓
GOOGLE FUSION	<a href="https://fusiontables.google.com">https://fusiontables.google.com</a>	✓✓✓
DATA WRANGLER	<a href="http://ukis.stanford.edu/wrangler">http://ukis.stanford.edu/wrangler</a>	✓✓✓
TABLEAU PUBLIC	<a href="https://public.tableau.com/">https://public.tableau.com/</a>	✓

**Herramienta Auxiliar**

LIMPIEDATA

Figura 5 Vista de la sección de limpieza, listado de herramientas y herramienta auxiliar.

*Retroalimentación e interacción con la comunidad:* el prototipo cuenta, además, con un foro donde el usuario puede escribir sus dudas e interactuar con otros usuarios del sistema (ver figura 6). Se llegó a esta decisión porque durante la observación participativa, se identificó que esta comunidad es pequeña y comprometida con ayudar a otros durante su camino a la especialización.

Search forum

Este foro contiene 2 debates y lo actualizó [Zayra Monserrat Miranda Aguirre](#) hace 1 mes, 2 semanas.

Viendo 2 debates - del 1 al 2 (de un total de 2)

Debate	Usuarios	Publicaciones	Último mensaje
Búsquedas avanzadas Iniciado por <a href="#">Zayra Monserrat Miranda Aguirre</a>	1	1	<a href="#">Zayra Monserrat Miranda Aguirre</a> hace 1 mes, 2 semanas
Uso de OpenRefine Iniciado por <a href="#">Erick Money Cuevas</a>	1	1	<a href="#">Erick Money Cuevas</a> hace 1 mes, 2 semanas

Viendo 2 debates - del 1 al 2 (de un total de 2)

Debes estar registrado para crear debates nuevos.

Figura 6 Vista del foro del sistema.

Además, es posible compartir la evaluación de herramientas con el resto de la comunidad. Esto permite el intercambio de información y que el proceso de enseñanza-aprendizaje fluya de manera colaborativa.

## 4. Discusión

Una de las características esenciales de Dataísta es el uso de videos infográficos que permiten comunicar y generar un proceso de enseñanza-aprendizaje no solo auditivo sino también visual. Los videos contienen características importantes para poder lograr objetivos importantes en la comprensión y aprendizaje de los contenidos. Se diseñaron a partir de un guion que permitió lo siguiente:

- Clarificar ideas.
- Diseñar con un propósito.
- Sintetizar en pocos minutos el tema.
- Utilizar un lenguaje claro y conciso.
- Comunicar.

Así, se considera que una vez que el periodista de investigación pone en marcha el video es capaz de entender en pocos minutos cada una de las etapas de una forma lúdica.

Dataísta es un sistema basado en el Diseño Instruccional que incorpora a sus usuarios desde la concepción hasta la implementación del mismo detectando necesidades claras del periodista de investigación en su aprendizaje sobre la metodología del Periodismo de Datos. La innovación de Dataísta reside en la carencia de un sistema igual que introduzca al periodista de investigación en temas que considera complicados debido a sus características propias al provenir de disciplinas ajenas. La concepción de un sistema como Dataísta para el proceso de enseñanza-aprendizaje para usuarios con diferentes conocimientos previos y habilidades es un gran paso al lograr la introducción de estos y la puesta en marcha de trabajos especializados en el Periodismo de Datos.

Al estar enmarcada Dataísta dentro de un proceso de DCU ha sido evaluada y seguida de cerca por periodistas interesados en que ya se libere para que puedan utilizarla. Por el momento, la evaluación de Dataísta ha permitido mejorar aspectos de usabilidad que permitirán que el sistema sea más fácil de usar por el usuario no experto en aspectos tecnológicos.

## 5. Conclusiones

Los periodistas de investigación no cuentan con los conocimientos necesarios para hacer uso de los Datos Abiertos que tanto el gobierno mexicano, como otras instituciones ponen a disposición de todos. Aunque estudian por su cuenta, consultan libros y acceden a las herramientas disponibles en la red, no pueden llegar al entendimiento de la metodología del Periodismo de Datos, porque desconocen conceptos básicos relacionados con otras disciplinas que también la nutren, como lo son el Diseño y la Computación. Además, la falta de tiempo y el nulo apoyo de las redacciones donde laboran, impiden que aquellos que están interesados en esta especialización puedan hacerlo. Por ello, el desarrollo de Dataísta pensado en las necesidades específicas de los periodistas mexicanos, reducirá la barrera relacionada con la formación académica, hasta que las instituciones educativas y los medios de comunicación se den cuenta de la importancia que tienen en invertir en esta nueva forma de hacer periodismo.

La contribución de Dataísta será medida en los próximos meses al evaluar a los usuarios del sistema y su contribución en medios nacionales con notas e investigaciones que incorporan información proveniente de bases de datos abiertas cuando antes no lo hacían por no saber cómo hacerlo.

El trabajo a futuro requiere de la automatización de búsquedas y categorías para las temáticas que se generan en el foro con el fin de utilizar la participación de los usuarios como otro insumo para el periodista de investigación. Esto será de gran ayuda ya que es el mismo usuario quien podrá ser el generador de contenidos para Dataísta.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Balzhiser, D., Sawyer, P., Womack-Smith, S., & Smith, J. A. Participatory design research for curriculum development of graduate programs for workplace professionals. *Programmatic Perspectives*, 7(2), pp. 79–133, 2015.
- [2] Córdova, D. El Diseño Instruccional: Dos Tendencias y una Transición Esperada. *Docencia Universitaria*, III, 2002.

- [3] Crucianelli, S. ¿Qué es el Periodismo de Datos? *Cuadernos para Periodistas*, 106-124, 2013.
- [4] Flores, J. V., & Salinas, C. A. El periodismo de datos como especialización de las organizaciones de noticias en Internet. *Correspondencias y Análisis*, pp. 15-34, 2013.
- [5] Poikola, A., Villum, C., Dietrich, D., Gray, J., Tait, J., Rogers, K., Zijlstra, T. *The Open Data Handbook*: <http://opendatahandbook.org/>. [01/06/2017], 2009.
- [6] Romero, N. *Manual de Diseño Instruccional: Una Propuesta con Tareas Integradoras*. Digital UNID, 2016.
- [7] Seel, N. M., Lehmann, T., Blumschein, P., & Podolskiy, O. A. Research-Based Instructional Design. *Instructional Design for Learning* (pp. 109-175). Sense Publishers, 2017.
- [8] Zanchelli, M., Crucianelli, S. Integrando el Periodismo de Datos en las Salas de Redacción. *Knight International Center for Journalists*, Washington 2013.

# **METODOLOGÍA PARA LA IMPLEMENTACIÓN DEL MPM EN VHDL Y LA EMULACIÓN DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA EN UNA TARJETA FPGA**

***Edgar Allende Chávez***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Tijuana  
*edgar.allende@tectijuana.edu.mx*

***José Ricardo Cárdenas Valdez***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Tijuana  
*jose.cardenas@tectijuana.edu.mx*

***José Alejandro Galaviz Aguilar***

Instituto Politécnico Nacional, IPN-CITEDI  
*jgalaviz@citedi.mx*

***Andrés Calvillo Téllez***

Instituto Politécnico Nacional, IPN-CITEDI  
*calvillo@citedi.mx*

***José Cruz Núñez Pérez***

Instituto Politécnico Nacional, IPN-CITEDI  
*nunez@citedi.mx*

## **Resumen**

El presente trabajo muestra el diseño e implementación en VHDL del modelo polinomial con memoria que fue seleccionado para la emulación del comportamiento de amplificadores de potencia con el propósito de proporcionar una plataforma de pruebas y evaluación para el modelado matemático y su posterior uso en pre-distorsión digital. Las mediciones de un amplificador real modelo NXP de 10 W medido a 2 GHz se utilizaron para la obtención del modelo matemático el cual fue implementado en una tarjeta de evaluación y desarrollo

DSP-FPGA Altera Stratix III. Además el artículo describe el desarrollo de un conjunto de funciones, para la manipulación de números complejos, necesario para la implementación del modelo. Los resultados muestran un desempeño adecuado del modelo en VHDL el cual es capaz de emular las curvas de distorsión en amplitud y fase AM-AM y AM-PM. Finalmente a modo de validación la implementación se compara con una simulación en Matlab.

**Palabras Claves:** Amplificador de potencia, emulación, FPGA, modelo polinomial con memoria, VHDL.

### **Abstract**

*This paper shows the design and implementation in VHDL of the memory polynomial model which was selected for emulating the behavior of power amplifiers with the purpose of providing a test and evaluation test bed for mathematical modeling and its later use in digital predistortion. Measurements of a real power amplifier model NXP 10W at 2 GHz were used for obtaining the mathematical model which was implemented in the DSP-FPGA development kit, Stratix III Edition by Altera. This paper also describes the development of a function set for complex numbers manipulation which is needed for the implementation of the model. Results show a correct performance of the VHDL model which can emulate distortion curves for amplitude and phase AM-AM and AM-PM. Finally a comparison is done between VHDL model and Matlab simulation.*

**Keywords:** Emulation, FPGA, Memory polynomial model, Power amplifier, VHDL.

## **1. Introducción**

El amplificador de potencia para radiofrecuencia (RF-PA) es el circuito electrónico de entrada que permite incrementar el nivel de potencia de la señal RF que se desea enviar, antes de que la misma llegue a la antena. Lo anterior con el fin de que la señal sea transmitida y sobrepase la sensibilidad del receptor, lo que garantiza la demodulación de la información [Núñez, 2014]. Sin embargo el RF-PA es un elemento inherentemente no lineal sobre todo cuando se trabaja en la zona



de saturación y la amplificación lograda no corresponde a una ganancia lineal de la señal de entrada [Wood, 2016]. Aunado a esto, se han desarrollado nuevos esquemas de modulación que buscan hacer un uso más eficiente del ancho de banda disponible tales como acceso múltiple por división de código de banda ancha (WCDMA) y multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM) las señales resultantes de los anteriores esquemas tienen una envolvente no constante y un factor de potencia pico-promedio (PAPR) sumamente grande generalmente de 10 dB [Roblin, 2013]. Este tipo de multiplexaciones digitales lleva a trabajar el RF-PA en su región no lineal lo cual tiene efectos no deseados en la señal de salida tales como: productos de intermodulación (IMD), efectos de memoria, recrecimiento espectral así como interferencia en canales adyacentes; lo cual puede llevar a sanciones por parte de los organismos nacionales e internacionales reguladores de las telecomunicaciones [Wood, 2016], [Kiran, 2016], en el caso de México la comisión federal de telecomunicaciones (COFETEL).

Con el fin de corregir los efectos no deseados de la amplificación no lineal del RF-PA se han desarrollado varias técnicas de linealización entre ellas la linealización por anticipación, por retro alimentación y, una de las más estudiadas por su flexibilidad y exactitud, la pre-distorsión digital (DPD) [Wood, 2016], [Braithwaite, 2015]. La técnica de DPD consiste en que la señal de entrada sea acondicionada antes de ser aplicada al RF-PA, el tratamiento de la señal será entonces que pase por un elemento que tenga un comportamiento inverso del RF-PA [Hammi, 2014]. Para lograr obtener un bloque con el comportamiento inverso del RF-PA es necesario en primera instancia contar con un modelo matemático que describa adecuadamente el dispositivo [Liu, 2014], [Moon, 2011]. La literatura muestra una gran cantidad de modelos adoptados para modelado de RF-PAs entre ellos encontramos: modelos basados en series de Volterra, redes neuronales, sistemas neuro-difusos y recientemente modelos generados con programación genética [Fehri, 2014], [Mkadem, 2010], [Zhai, 2008], [Cárdenas, 2017].

Usualmente para la implementación del bloque de comportamiento inverso se elige usar tarjetas de desarrollo sobre todo basadas en FPGA, donde se

aprovechan las bondades de flexibilidad. La implementación de estos modelos en hardware generalmente se hace mediante el uso de tablas de búsqueda (LUT) como se muestra en [Gilabert, 2008] y [Cárdenas, 2015]. Sin embargo el uso de la metodología anterior no permite utilizar señal compleja la cual resulta necesaria al aplicar DPD como un solo modelo donde se incluya el comportamiento en fase y amplitud. Un factor a tomar en cuenta es la complejidad del modelo elegido ya que está impactará directamente en la cantidad de recursos necesarios ya sea por complejidad de computo o por necesidades de almacenamiento, este aspecto es sumamente importante dado que en el FPGA se tienen recursos limitados y la optimización resulta crucial [Renteria, 2016].

VHDL es el lenguaje de descripción de hardware de circuitos integrados de alta velocidad. Mediante este lenguaje se puede describir el comportamiento y la estructura de los sistemas electrónicos y es particularmente adecuado para describir la estructura de los diseños en hardware electrónico digital e implementarlos en plataformas tales como ASICs y FPGAs [Rushton, 2011].

El presente trabajo está organizado de la siguiente manera: se muestra la teoría del modelo polinomial con memoria (MPM) para la realización del modelado de un amplificador NXP 10W a 2GHz, se describe el proceso de codificación del MPM en VHDL así como el desarrollo de un conjunto de funciones que permitiera el uso de números complejos y la representación elegida para el uso de números fraccionales. En la sección 3 se muestra como resultado la simulación en Modelsim con una señal de entrada de amplitud modulada misma que se compara con gráficas de la simulación del modelo en Matlab. En la sección 4 se muestra la viabilidad de los módulos obtenidos para su uso en el modelado de RF-PAs así como DPD. Finalmente en la sección 5 se presentan las conclusiones de este trabajo de investigación.

## **2. Métodos**

Dentro de las técnicas más difundidas para el modelado matemático de los RF-PAs se encuentran los modelos basados en series de Volterra debido a que consideran tanto la no linealidad del dispositivo como los efectos de memoria que

el mismo pudiera tener. Las series de Volterra describen la relación de una entrada con una salida en un sistema no lineal y para un caso discreto con datos del tipo complejos su representación matemática está dada por la ecuación 1.

$$y(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{i_1}^Q \dots \sum_{i_{2k-1}}^Q h_{2k-1}(i_1, i_2, \dots, i_{2k-1}) \prod_{j=1}^{k+1} x(n - i_j) \prod_{k+2}^{2k+1} x^*(n - i_j) \quad (1)$$

Dónde:

$( )^*$ - denota el complejo conjugado,  $x(n)$  – es la entrada discreta de la muestra  $n$ ,  $y(n)$  – Es la salida discreta de la muestra  $n$ ,  $K$ - es el orden de no linealidad del modelo,  $Q$ - es la profundidad de memoria del modelo y  $h_{2k-1}(i_1, i_2, \dots, i_{2k-1})$  – Es el coeficiente de Volterra de orden  $k$ .

### El modelo Polinomial con Memoria

A pesar de que las Series de Volterra modelan con exactitud el comportamiento del RF-PA, su uso no resulta práctico al momento de implementar el modelo en hardware debido a su gran complejidad computacional, la cual queda manifiesta cuando al incrementar el orden de no linealidad o la profundidad de memoria el número de coeficientes necesarios para el modelo crece de manera exponencial. Para evitar lo antes mencionado existen modelos derivados de ellas que permiten disminuir la complejidad del modelo sin sacrificar tanta exactitud, uno de estos modelos es el MPM. El MPM consiste en fases de retardo y solo considera los coeficientes de la diagonal principal de Volterra [Nuñez, 2014]. La ecuación 2 muestra el MPM utilizado.

$$y(n) = \sum_{q=0}^Q \sum_{k=1}^K a_{2k-1,q} |x(n - q)|^{2(k-1)} x(n - q) \quad (2)$$

Dónde:

$x(n)$  – es la entrada discreta de la muestra  $n$ ,  $y(n)$  – es la salida discreta de la muestra  $n$ ,  $K$ - es el orden de no linealidad del modelo,  $Q$ - es la profundidad de memoria del modelo y  $a_{2k-1,q}$  es el coeficiente correspondiente.

El MPM puede ser construido a partir de  $Q + 1$  funciones con la estructura de la segunda sumatoria las cuales tendrán como estrada la señal retrasada  $q$  veces según sea su caso. En la figura 1, se muestra la estructura a bloques de una función con la estructura de la segunda sumatoria de la ecuación 2, mientras que en la figura 2 se muestra el diagrama a bloques del MPM completo.

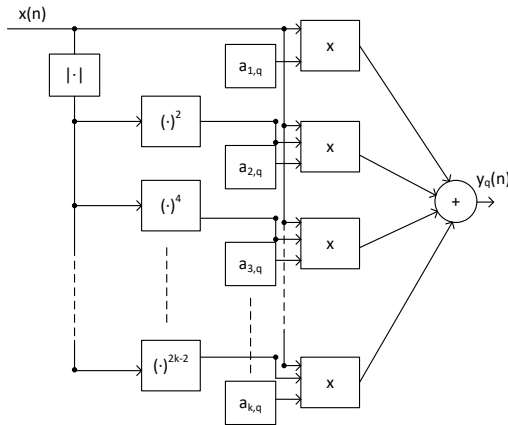


Figura 1 Diagrama a bloques de una función básica del MPM.

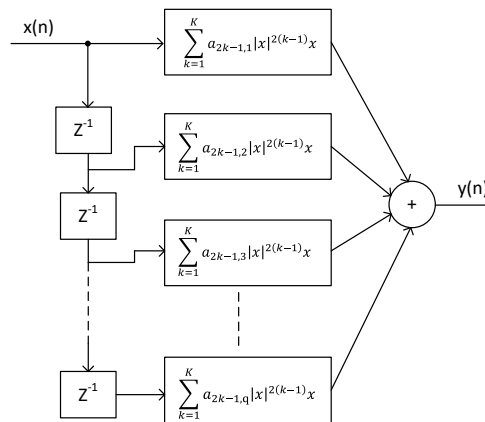


Figura 2 Diagrama a bloques del MPM completo.

Con el fin de extraer los coeficientes que mejor ajustan el modelo, se realiza una regresión lineal basada en mínimos cuadrados de la siguiente manera; la ecuación 2 se representa en forma matricial de modo que adquiere la forma de la ecuación 3 [Ku, 2003].

$$Y = H * a \tag{3}$$

Donde  $\mathbf{Y}$  es el vector de salidas,  $\mathbf{H}$  es la matriz de observación construida a partir de cada uno de los términos del MPM donde se tiene la unidad como coeficientes y  $\mathbf{a}$  es vector de coeficientes cuyo estimador puede ser calculado mediante la ecuación 4.

$$\hat{\mathbf{a}} = \mathbf{H}^+ * \mathbf{Y} \quad (4)$$

Donde  $\mathbf{H}^+$  representa la pseudo-inversa de la matriz de observación.

Se utilizó un MPM con  $K = 5$  y  $Q = 2$  para el modelado de comportamiento de un amplificador NXP 10W medido a 2 GHz cuyas características eléctricas se muestran en la tabla 1.

Tabla 1 Características eléctricas del NXP 10W.

Parámetro	NXP 10W RF-PA @ 2 GHz
Ganancia (1dBm)	36 dBm
Clase	AB ( $V_{ds}=50$ V, $I_{ds}=54$ mA)
Frecuencia de operación	500-2500 MHz
Eficiencia de drenado ( $\eta_d$ )	21%

Se cuenta con un total 65,536 muestras para este amplificador mismas que se usaron para la obtención de las curvas de distorsión, estas curvas caracterizan los efectos que tiene el RF-PA en la señal de entrada tanto en amplitud como en fase y permiten visualizar que también se ajusta el modelo a los valores reales medidos, las curvas de distorsión del NXP 10W fueron realizadas en Matlab y se muestran en los resultados. El cálculo de coeficientes para el MPM fue hecho en Matlab con el objetivo de insertar estos últimos en el modelo escrito en VHDL. Un parámetro numérico que permite cuantificar la calidad del modelo matemático es el error cuadrático medio normalizado (NMSE) el cual está dado por la ecuación 5.

$$NMSE = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} (\hat{y}(n) - y(n))^2}{\sum_{n=0}^{N-1} (y(n))^2} \quad (5)$$

En donde:  $N$  es el número de muestras,  $y(n)$  es el valor real de la salida en la muestra  $n$  y  $\hat{y}(n)$  es el valor estimado por el modelo para la muestra  $n$ . El NMSE suele expresarse en decibeles para lo cual se utiliza la ecuación 6.

$$NMSE(dB) = 10 \log_{10}(NMSE) \quad (6)$$

### Codificación del MPM en VHDL

Una de las necesidades para una implementación adecuada del MPM en VHDL es el uso de números fraccionales, por lo que se eligió la representación en punto fijo, esto debido a la ventaja en el tiempo de procesamiento con respecto a la representación en punto flotante.

La representación en punto fijo es una representación de un número fraccionario, el cuál se almacena en la memoria, en este caso el número se almacena como un entero con signo en el formato de dos complementos. Sobre lo anterior, se aplica una separación del vector localizando el punto base que separa la parte entera de la fraccional un número fijo de bits a la izquierda de su posición inicial, lo anterior se ilustra en el diagrama de la figura 3. Cuando se interpretan los bits del entero con signo almacenado en la memoria, se reposiciona el punto de base multiplicando el entero almacenado por un factor de escala fijo en este caso una potencia de dos ya sea positiva (parte entera) o negativa (parte fraccional).

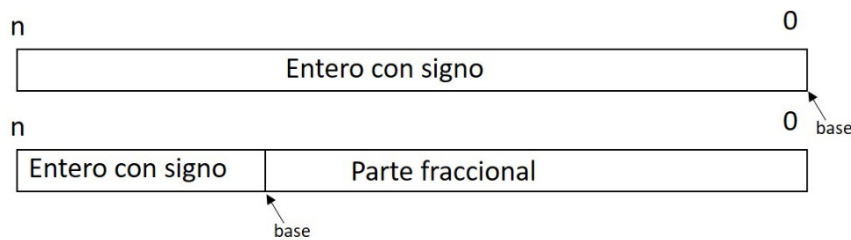


Figura 3 Representación de números fraccionales en punto fijo.

A partir de la versión del 2008, el estándar de VHDL se definen los tipos de datos de punto fijo y punto flotante, sin embargo el entorno de desarrollo QUARTUS II de Altera hace uso de la versión de 1993 por lo que fue necesario el uso de la librería de compatibilidad que se recomienda en [Rushton, 2011]. En dicha librería se tienen disponibles las diferentes funciones de operación para el trabajo con números de punto fijo con y sin signo, así como funciones de conversión y escalamiento.

Con el objetivo de que el módulo escrito pudiera procesar señal compleja, se escribió un conjunto de funciones en VHDL para el manejo de números complejos, en el que se define lo siguiente:

- Definición del tipo de dato complejo
- Suma de números complejos.
- Resta de números complejos.
- Multiplicación de números complejos.
- Absoluto de números complejos.
- Raíz cuadrada de números en representación de punto fijo.

Se planeó representar el tipo de dato complejo en su forma cartesiana, por lo que está constituido por un arreglo de dos vectores de 32 bits los cuales representan dos números fraccionales en punto fijo con signo, el número de bits para la parte entera y la fraccional es configurable con el fin de tener diversos niveles de exactitud y rangos de representación, para este trabajo se normalizó la señal compleja con el fin de tener valores de magnitud a la salida entre 0 y 1.

En el caso de la raíz cuadrada se escribió en VHDL el algoritmo mediante restas, descrito en [Paeth, 2014] y cuyo pseudocódigo aparece en la figura 4, las funciones de operación entre números complejos se escribieron utilizando las definiciones matemáticas para las formas binomiales de números complejos. Para todo lo anterior se eligió lo siguiente: en caso de un desbordamiento del número fraccional que hubiese un comportamiento de saturación y en el caso de que la resolución no fuera suficiente para la representación del número se emplea el redondeo al número más cercano que fuera posible representar. Todas las operaciones con números complejos codificadas tienen parámetros para el escalamiento del resultado.

Con el fin de mejorar el uso de recursos se modificó la parte del MPM en la que se realizan potencias de la magnitud de la entrada, la modificación hecha se muestra en la figura 5, ya que era deseable que la entrada se procesara en un solo ciclo de reloj y no era posible hacer multiplicaciones secuenciales se optó por un diseño donde se toma ventaja de las potencias pares y en lugar de usar 16

multiplicadores solo fueron necesarios 4 para cada una de estas etapas con una no linealidad de 5.

```
1 Definir tipo de dato "FXP" de 32 bits
2 con 2 bits para la parte entera
3 Sqrt(FXP x)
4 {FXP raiz, remHi, remLo, testDiv,
contador;
5 //inicializar parámetros
6 raiz = 0; remHi = 0; remLo = x; count =
30;
7 hacer {//obtener 2 bits del argumento
8 remHi = (remHi<<2) or (remLo>>30);remLo
<<= 2;
9 raiz <<= 1; //preparar el próximo bit de
la raiz
```

Figura 4 Pseudocódigo para extraer la raíz cuadrada de un número de punto fijo de 32 bits.

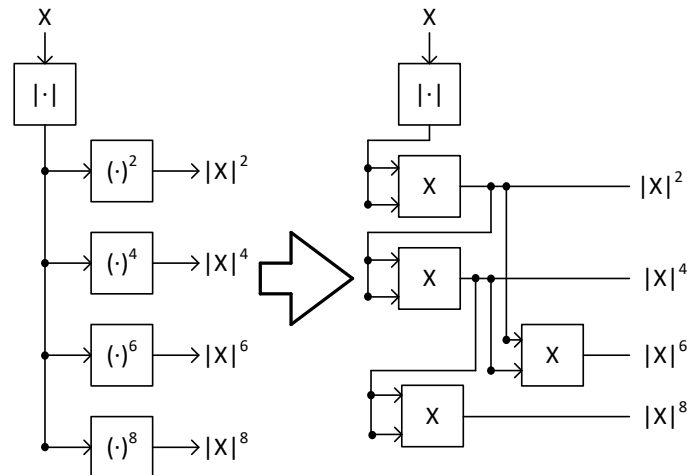


Figura 5 Optimización propuesta para el cálculo de las potencias.

Se desarrolló también el código para un bloque de retardo el cuál a cada ciclo de reloj entrega a la salida la entrada del ciclo anterior y hace una lectura de la nueva para tenerla disponible en memoria para la repetición del ciclo con un valor de 0 para la primera salida. Finalmente, se realizó el diseño de la entidad principal cuyo diagrama a nivel de transferencia de registros (RTL) puede verse en la figura 6 y en la que son claras las similitudes con el diagrama general del MPM mostrado



anteriormente. En la figura 6, puede observarse que el tipo de dato complejo en la entrada del sistema pasa hacia las diferentes funciones no lineales después de ser retrasada la cantidad de veces necesarias para finalmente realizar una suma de las salidas particulares de cada función y con ello lograr obtener la salida del MPM completo.

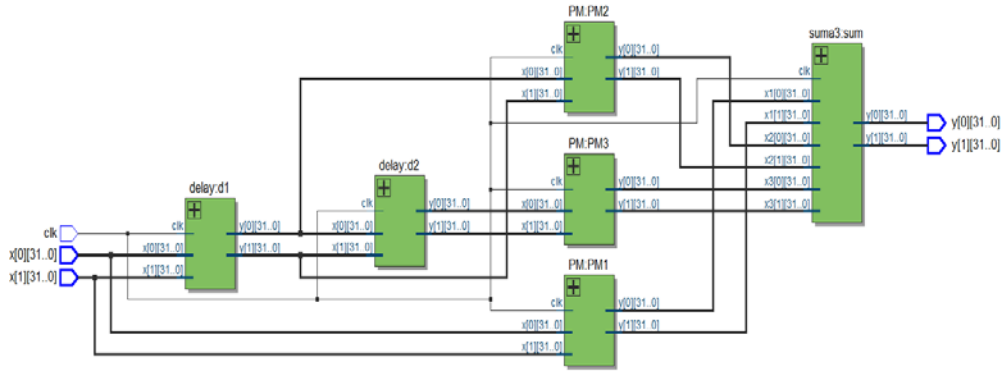


Figura 6 Diagrama RTL del MPM implementado mediante VHDL.

### 3. Resultados

La figura 7 muestra las curvas de distorsión AM-AM y AM-PM obtenidas por el MPM con  $K = 5$  y  $Q = 2$ , mismo que fue implementado en VHDL. El NMSE obtenido por este modelo fue de -19.8256 dB y como puede observarse ajusta de manera correcta las mediciones del amplificador.

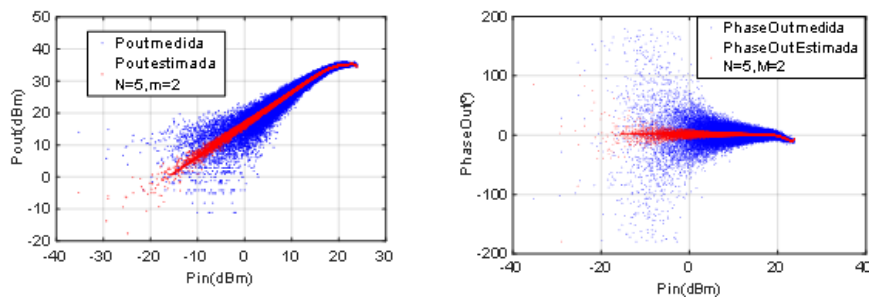


Figura 7 Curvas de distorsión AM-AM y AM-PM del amplificador NXP 10W.

Posterior al desarrollo de la implementación en VHDL del MPM se realizó un análisis de los recursos utilizados para la síntesis del mismo en una tarjeta de evaluación y desarrollo DSP-FPGA Stratix III de Altera, los resultados obtenidos se muestran en la tabla 2.

Tabla 2 Recursos utilizados por el MPM escrito en VHDL.

Recurso	Cantidad usada
ALUTs combinacionales	32,661 / 86,000 ( 38 % )
ALUTs de memoria	0 / 43,000 ( 0 % )
Registros lógicos dedicados	512 / 86,000 ( < 1 % )
Total de registros	512
Total de pines	129 / 488 ( 26 % )
Total de pines virtuales	0
Total de bloques de memoria	0 / 4,303,872 ( 0 % )
Elementos DSP de 18 bits	214/ 288 ( 74 % )
Total de PLLs	0 / 4 ( 0 % )
Total de DLLs	0 / 4 ( 0 % )

Con el fin de conocer el desempeño del módulo escrito, se realizó la codificación de un banco de pruebas, en el que se suministra a la entrada una onda modulada en amplitud (AM) con portadora de 5 MHz y mensaje de 500 kHz muestreada a la frecuencia del reloj del FPGA, la cual es de 50 MHz. Para poder visualizar la salida se verificó la amplitud de la misma mediante el uso del valor absoluto del número complejo, en la figura 8 se muestra la simulación en Modelsim en donde se visualizan las magnitudes de la onda de la entrada y la onda a la salida del módulo que emula el comportamiento del RF-PA mediante el MPM.

Para validar los resultados obtenidos en el modelo MPM escrito en VHDL se realizó la codificación del mismo usando Matlab y se le aplicó la misma señal de amplitud modulada a la entrada, obteniendo los resultados observados en las figuras 9 y figura 10. Como puede observarse al comparar las gráficas tanto de la simulación en VHDL como de Matlab tienen exactamente la misma forma de onda. A nivel de valores en el binomio que representa el número complejo las variaciones con relación a la simulación fueron pequeños, puesto que en la representación en punto fijo se tenía una resolución mínima de  $2^{-30}$ .

Finalmente, se realizó la programación de la tarjeta DSP-FPGA Stratix III para la visualización de los resultados, mismos que se muestran en las figuras 11 y 12, se acondicionó la señal resultante de modo que pudiera ser utilizada por el convertidor digital analógico de 14 bits de la tarjeta de adquisición de datos Terasic HSMC AD/DA.

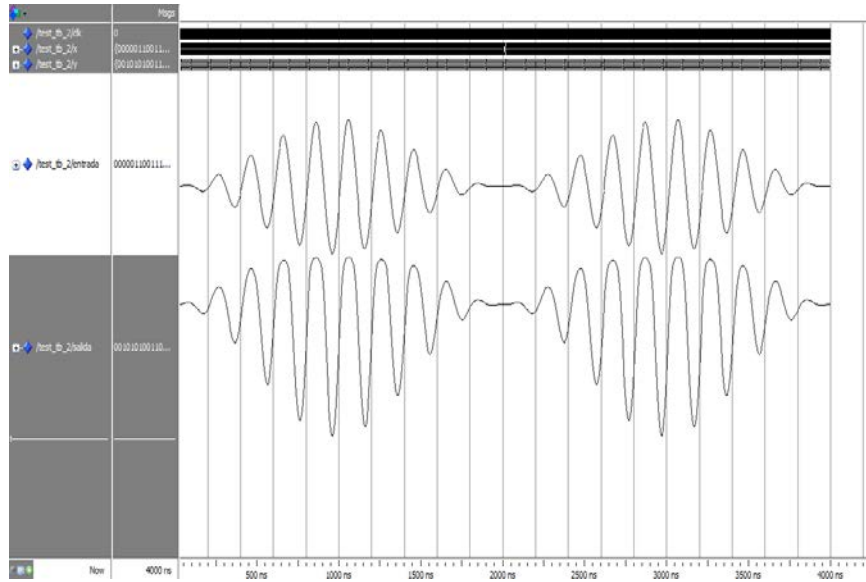


Figura 8 Simulación del modelo MPM a una entrada AM.

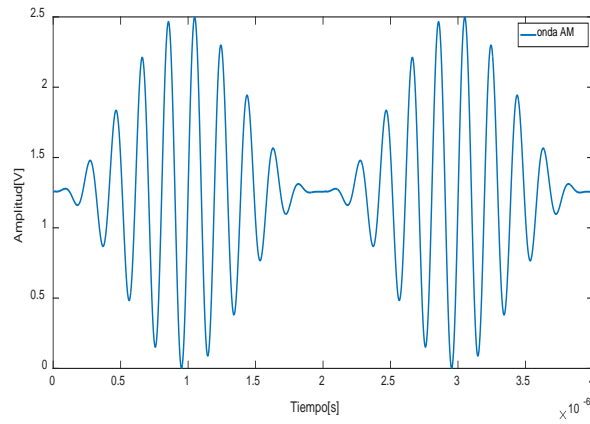


Figura 9 Entrada AM al modelo MPM escrito en Matlab.

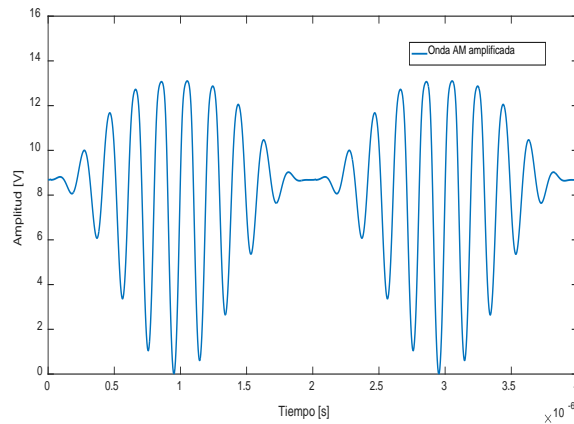


Figura 10 Salida del modelo MPM escrito en Matlab.

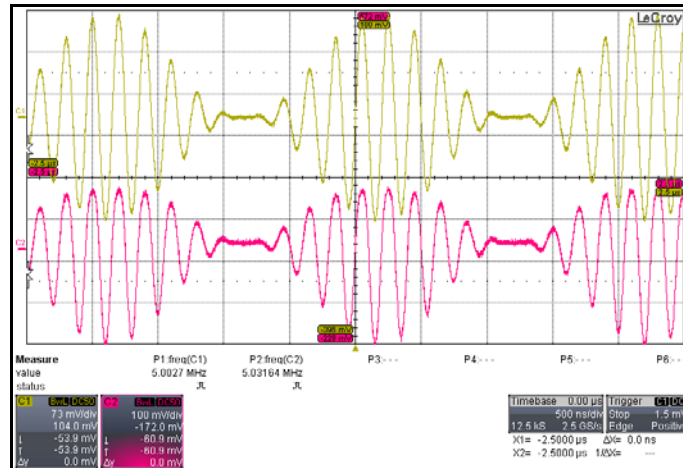


Figura 11 Entrada y salida del modelo MPM implementado en una tarjeta FPGA Stratix III.



Figura 12 Banco de pruebas con la tarjeta Stratix III emulando el amplificador NXP 10 W.

#### 4. Discusión

Después de haber realizado la implementación del MPM completo en VHDL, es posible observar que a diferencia de aquellas implementaciones basadas en LUTs tiene un considerable aumento en el uso de recursos lógicos. Sin embargo tiene la capacidad de utilizar señal compleja tanto a la entrada como a la salida logrando tener la capacidad de modelar en una sola implementación, los efectos del RF-PA tanto en amplitud como en fase, además de poder trabajar en un rango mayor en la entrada ya que no está limitada a una cierta cantidad de direcciones como en el caso mencionado.

El MPM codificado tiene las características de no linealidad 5 y profundidad de memoria 2. Sin embargo, estas características pueden ser modificadas según se requiera para el modelado de otros modelos de RF-PA con lo que queda

manifiesta la flexibilidad del uso de la plataforma FPGA para este tipo de aplicaciones, si bien el MPM utilizado se optimizó en la parte de potenciación del valor absoluto de la entrada, para otras aplicaciones con un MPM de parámetros fijos, el sistema puede optimizarse de una manera más profunda con lo que se puede lograr un uso óptimo de los recursos disponibles en el FPGA.

## 5. Conclusiones

El MPM permite un modelado correcto del comportamiento del RF-PA tanto en amplitud como en fase logrando en el caso del NXP 10W un NMSE de -19.8256 dB con un ajuste de coeficientes mediante regresión lineal simple. Además de ser implementado de manera exitosa en la plataforma FPGA con un uso mediano de recursos, por lo que representa un modelo que tiene las características de complejidad moderada y exactitud aceptable, ambas deseables para la aplicación de DPD.

La codificación del MPM completo en VHDL ,permite una emulación más adecuada para el desarrollo de pre-distorsionadores que aquellas implementaciones basadas en LUTs , puesto que permite emular los efectos completos que induce el RF-PA en la señal de entrada, todo lo anterior con el fin de poder probarlos sin tener el RF-PA de manera física. Con la implementación del MPM completo en FPGA se abre la posibilidad del cálculo de coeficientes directamente en esta plataforma a través de diversos métodos de estimación particularmente la estimación por mínimos cuadrados secuenciales, además de poder realizar la DPD de manera adaptativa ajustando los parámetros del modelo inverso según cambie el comportamiento del RF-PA por calentamiento o envejecimiento de componentes.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Cárdenas-Valdez J. R. et al., Local Search Approach to Genetic Programming for RF-PAs Modeling Implemented en FPGA, Results of the Numerical and Evolutionary Optimization Workshop NEO 2015, Springer, pp. 67-88, 2017.

- [2] Cárdenas-Valdez J. R. et al., Modeling memory effects in RF power amplifiers applied to a digital pre-distortion algorithm and emulated on a DSP-FPGA board, *Integration, the VLSI Journal*, Volume 49, pp 49-64, 2015.
- [3] Fehri B. and Boumaiza S., Baseband Equivalent Volterra Series for Behavioral Modeling and Digital Predistortion of Power Amplifiers Driven With Wideband Carrier Aggregated Signals, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 11, pp. 2594-2603, 2014.
- [4] Gilabert P.L. et al., Multi-Lookup Table FPGA Implementation of an Adaptive Digital Predistorter for Linearizing RF Power Amplifiers With Memory Effects, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 2, pp. 372-384, 2008.
- [5] Hammi O. et al., A Digital Predistortion System With Extended Correction Bandwidth With Application to LTE-A Nonlinear Power Amplifiers, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 61, no. 12, pp. 3487-3495, 2014.
- [6] Kiran V., ACPR reduction for better power efficiency using adaptive DPD, 2016 International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP), Melmaruvathur, pp. 0495-0498, 2016.
- [7] Ku H. y Kenney J. S., Behavioral modeling of nonlinear RF power amplifiers considering memory effects, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 12, pp. 2495-2504, 2003.
- [8] Liu Y.J. et al., A Robust Augmented Complexity-Reduced Generalized Memory Polynomial for Wideband RF Power Amplifiers, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 5, pp. 2389-2401, 2014.
- [9] Mkadem F. et al., Behavioral modeling and digital predistortion of Power Amplifiers with memory using Two Hidden Layers Artificial Neural Networks, 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Anaheim, CA, pp. 656-659, 2010.
- [10] Paeth A., *Graphics Gems V (Macintosh Version)*, 1ra ed. Burlington, Elsevier Science, pp. 22-24, 2014.

- [11] Moon J. y Kim B., Enhanced Hammerstein Behavioral Model for Broadband Wireless Transmitters, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 4, pp. 924-933, 2011.
- [12] Núñez Pérez J.C. et al., Flexible test bed for the behavioural modelling of power amplifiers, *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 33, no. 1/2, pp. 355–375, 2014.
- [13] R. N. Braithwaite, A Comparison for a Doherty power amplifier linearized using digital predistortion and feedforward compensation, *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 1-4, Phoenix, AZ, 2015.
- [14] Renteria J. et al., A novel configurable FPGA architecture for hardware implementation of multilayer feedforward neural networks suitable for digital pre-distortion technique, *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, London, pp. 854-857, 2016.
- [15] Roblin P. et al, Concurrent linearization: The state of the art for modeling and linearization of multiband power amplifiers, *IEEE Microwave Magazine.*, vol. 14, no. 7, pp. 74–91, 2013.
- [16] Rushton A., *VHDL for logic synthesis*, 3ra ed. Chichester, John Wiley and Sons, 2011.
- [17] Wood J. et al., The Evolution of PA Linearization, *IEEE Microwave Magazine*, no. 2, pp. 32–40, 2016.
- [18] Zhai J. et al., Dynamic Behavioral Modeling of Power Amplifiers Using ANFIS-Based Hammerstein, en *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 10, pp. 704-706, 2008.

# **METODOLOGÍA PARA LA INTEGRACIÓN DE UN MANIPULADOR MÓVIL BAJO SOFTWARE LIBRE**

***Oswaldo Alquisiris Quecha***

Universidad del Istmo  
*oswaldoaq@gmail.com*

***Francisco Aguilar Acevedo***

Universidad del Istmo  
*aguilar.afco@sangunga.unistmo.edu.mx*

***Ignacio Algreto Badillo***

Universidad Politécnica de Tlaxcala  
*ignacio.algreto@uptlax.edu.mx*

***J. Jesús Arellano Pimentel***

Universidad del Istmo  
*jjap@sandunga.unistmo.edu.mx*

## **Resumen**

Los manipuladores móviles combinan manipuladores y plataformas móviles para obtener sistemas con capacidades extendidas. Una de las ventajas que presentan los manipuladores móviles es su amplio espacio de trabajo. Con un propósito didáctico, en este artículo se presenta la integración de un manipulador móvil con ruedas a partir del robot móvil ERA-MOBI y el brazo robótico *Smart Robotics Arm*. El manipulador móvil que opera bajo Linux en su distribución Fedora 23, fue puesto a prueba bajo un modo de teleoperación. Los experimentos llevados a cabo muestran que nuestro manipulador móvil necesita alrededor de tres minutos para tomar y colocar una sola pieza a 2.5 metros de distancia.

**Palabras Claves:** Brazo robótico, manipulador móvil, robot móvil.



## **Abstract**

*Mobile manipulators combine manipulators and mobile platforms to obtain systems with extended capabilities. Their expanded working space is one of the mobile manipulators' advantages. The purpose of this article is educational. It presents the integration of a mobile manipulator on wheels, which uses an ERA-MOBI mobile robot and a Smart Robotics Arm. The mobile manipulator, which operates on Linux - Fedora distribution 23, was tested using a remote operative modality. The tests show that our mobile manipulator needs approximately three minutes to take and place a single piece at a distance of 2.5 meters*

**Keywords:** *Mobile manipulator, mobile robot, robotic arm.*

## **1. Introducción**

Un manipulador móvil consiste de uno o más manipuladores montados en la parte superior de una plataforma móvil [Li, 2013]. Un manipulador móvil combina las destrezas de manipulación ofrecida por los manipuladores de base-fija y la movilidad de las plataformas móviles. Estos sistemas tienen muchas aplicaciones potenciales en la manufactura, mantenimiento de reactores nucleares, construcción y exploración planetaria. Si bien, resulta obvio el potencial de los manipuladores móviles para realizar diversas tareas, también es cierto que su aumento en complejidad estructural trae consigo desafíos en su modelado, planeación de movimiento y control.

Alrededor de la conformación y estudio de sistemas manipuladores móviles diversas investigaciones se han encausado. En [Szrek, 2016] se presenta el modelado y análisis de un manipulador móvil *wheel-legged*, el cual es una combinación de una plataforma móvil con un sistema de suspensión especial y un manipulador. La estructura cinemática del manipulador, un modelo computacional del manipulador con la plataforma, el diseño del sistema de control, y el prototipo desarrollado son presentados. En [Deepak, 2016] se aborda la coordinación y control de un manipulador móvil con ruedas usando un sistema inmune artificial (AIS, *Artificial Immune System*). La metodología tiene como objeto la navegación autónoma en entornos industriales. Un robot manipulador de cuatro ejes y una

plataforma móvil con ruedas de tipo diferencial son integrados para conformar el manipulador móvil.

La aplicación de manipuladores móviles también ha sido motivo de investigación. El estudio de [Ding, 2017] se enfoca en el uso de un manipulador móvil para la apertura de puertas en cuatro fases: llegar a la puerta, tomar la manija de la puerta, girar la manija de la puerta y tirar de la puerta. Se emplean un control retroalimentado de fuerza/torque para el contacto con la manija, y un control adaptativo para el seguimiento de la trayectoria planeada para abrir la puerta. La implementación de la propuesta en un manipulador móvil que abre una puerta real cerrada, demuestra la validez del enfoque. Por su parte, en [Lu, 2017] se propone la conformación de un manipulador móvil denominado BOW (Baxter-on-Wheels) operable por personas con discapacidad motora pero cognitivamente sanas. BOW combina el amigable robot industrial Baxter de Rethink Robotics con una silla de ruedas comercial. Se emplea una estrategia de control compartido que combina el comando humano con mecanismos que proporcionan movimientos intuitivos y seguros. En [Li, 2017] se describe el desarrollo de un prototipo de sistema denominado TRINA (*Tele-Robotic Intelligent Nursing Assistant*) el cual consiste de un manipulador móvil, una consola para un operador humano, y algoritmos de asistencia al operador que automatizan parcial o totalmente las tareas tediosas y propensas a errores. Las capacidades del sistema para realizar tareas estándar de enfermería son evaluadas en un laboratorio de simulación.

No obstante la diversidad de trabajos relacionados, no es posible identificar una metodología explícita para la integración de manipuladores móviles de carácter didáctico. Para el caso de la plataforma móvil ERA-MOBI y el brazo robótico AX-18A *Smart Robotics Arm*, su uso individual ha sido motivo de estudio. En [Saez, 2010] se describe un sistema multirobot usando dispositivos ERA-MOBI para la asistencia a bomberos en casos de búsquedas y rescate en incendios donde el humo producido reduce drásticamente la visibilidad. Con ayuda de sus sensores el conjunto de robots móviles guían al bombero indicándole posibles obstáculos. El enfoque del prototipo es la generación de conductas básicas para permanecer en grupo, es decir, generar una formación y navegar mientras se mantiene ésta. En

[Gutiérrez, 2014] se presenta el desarrollo de una interfaz de comunicación capaz de reconocer una serie de comandos de voz, con el propósito de interactuar con el robot ERA-MOBI. La comunicación interfaz-robot se implementó mediante sockets orientados a conexión y el software *Player/Stage* que permite controlar los dispositivos de un robot y obtener información de sus sensores. Por su parte, en [Wang, 2016] un robot AX-18A *Smart Robotics Arm* es usado en un sistema de microondas de bajo costo con fines de diagnóstico y tratamiento médico. El robot que es posicionado en función del área de interés identificada mediante una cámara web, porta un par de antenas en su extremo final que permiten obtener información en 3 dimensiones. Finalmente en [Griggs, 2016] un robot AX-12 *Smart Robotics Arm* es empleado como plataforma de prueba de una propuesta de control cartesiano. El sistema se presenta como un enfoque de control alternativo de prótesis de brazos robóticos. Los componentes de software fueron desarrollados bajo el software comercial Matlab®.

Así, en este artículo se presenta la conformación de un manipulador móvil con ruedas a partir del uso de la plataforma móvil ERA-MOBI y el brazo robótico AX-18A *Smart Robotics Arm*. La contribución del trabajo se centra en integración de los diversos componentes, lo que antepone un carácter didáctico a la metodología que se describe. Se muestran los pormenores de la integración del hardware, y del software bajo Linux, así como pruebas funcionales del sistema.

## **2. Métodos**

AX-18A *Smart Robotics Arm* es un brazo robótico de 5 grados de libertad (gdl) distribuidos en cuatro articulaciones, tres de rotación y una cilíndrica (rotación/traslación), que tiene como actuadores a los servomotores Dynamixel de la serie AX-18A. El robot puede ser controlado mediante una computadora vía USB bajo Windows o Linux, empleando su interfaz hardware denominada USB2Dynamixel y su correspondiente SDK (*Software Development Kit*). El SDK contiene APIs (*Application Programming Interface*) que permiten emplear VB.NET, C#, LabVIEW, MATLAB, JAVA, C/C++ y Python, entre otros entornos y lenguajes para la programación del robot.

ERA-MOBI es un robot móvil de tipo diferencial compacto equipado con un arreglo de sensores ultrasónicos e infrarrojos (IR), y una computadora integrada a la plataforma. A nivel de software, los movimientos del robot ERA-MOBI son programados con la herramienta *Player*, un servidor genérico de código abierto (*open source*) utilizado en el control de robots móviles, cuya versión 3.0.2 cuenta con soporte para 133 diversos controladores. La función de Player es permitir el control de los componentes de distintos dispositivos robóticos mediante un sencillo sistema de interfaces genéricas, independientes del hardware del robot [Whitbrook, 2010].

En la figura 1 se ilustra la metodología empleada para la integración del manipulador móvil denominado ERA-SRA en alusión al robot móvil ERA-MOBI y el manipulador *Smart Robotics Arm*, empleados para su conformación.

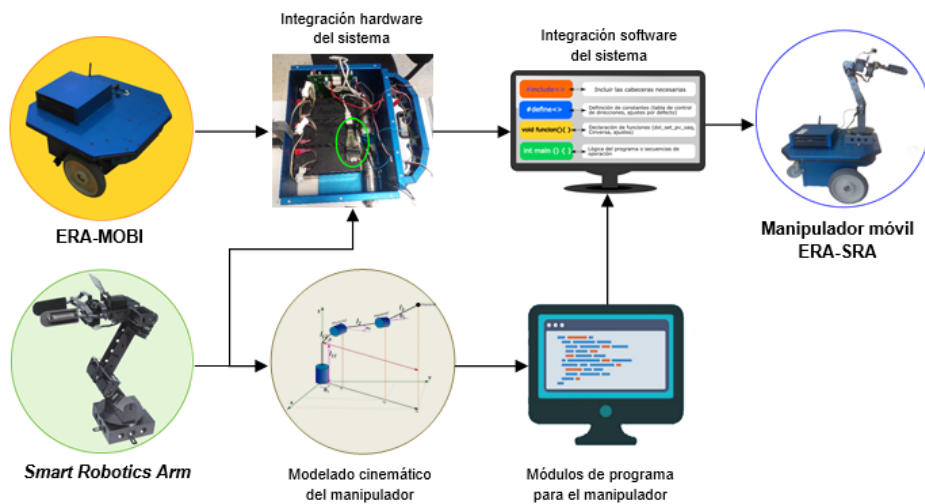


Figura 1 Metodología de integración del manipulador móvil ERA-SRA.

Por su parte, la **integración de hardware** consistió en incorporar al robot ERA-MOBI el brazo robótico, para lo cual fue necesario adecuar al interior del robot móvil conexiones para la energización de los servomotores del manipulador, e incluir perforaciones a la cubierta del móvil para sujetar la base del brazo robótico. La **integración de software** se realizó sobre la computadora a bordo del ERA-MOBI bajo Linux en su distribución Fedora 23. Dado que los componentes de software de Player son definidos en C++, los módulos de programa adicionales

son desarrollados en este lenguaje. Así, al diseñar un programa será necesario incluir las librerías <playerc++.h> y <dynamixel.h> que brindan el software base para el control del robot móvil y los servomotores del manipulador respectivamente. La librería dynamixel define métodos para controlar la comunicación con los servomotores, y definir/transmitir/recibir paquetes de datos, más no así para el control específico del *Smart Robotics Arm* bajo una configuración, para lo cual es necesario describir el movimiento del robot mediante un modelo.

El **modelo cinemático** se limitó a los primeros tres grados de libertad del manipulador, que son suficientes para definir la posición en el espacio del efector final. La obtención de la cinemática directa e inversa se realizó mediante un enfoque geométrico. En la figura 2 se muestra una representación del manipulador empleada para la obtención de la cinemática directa descrita por las ecuaciones 1, 2 y 3, y la cinemática inversa expresada en las ecuaciones 4, 5 y 6.

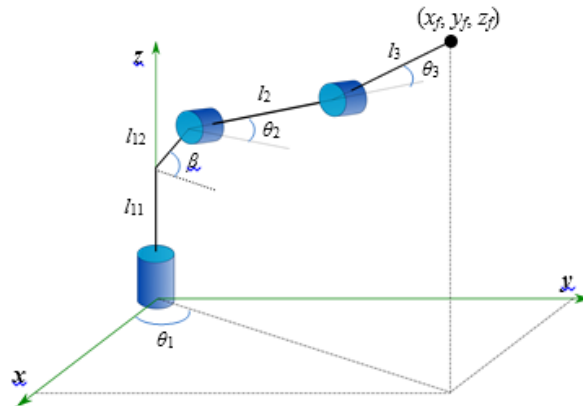


Figura 2 Diagrama de alambre para manipulador de 3 gdl.

$$x_f = \cos \theta_1 (l_{12} \cos \beta + l_2 \cos \theta_2 + l_3 \cos(\theta_2 + \theta_3)) \quad (1)$$

$$y_f = \sin \theta_1 (l_{12} \cos \beta + l_2 \cos \theta_2 + l_3 \cos(\theta_2 + \theta_3)) \quad (2)$$

$$z_f = l_{11} + l_{12} \sin \beta + l_2 \sin \theta_2 + l_3 \sin(\theta_2 + \theta_3) \quad (3)$$

$$\theta_1 = \arctan\left(\frac{y_f}{x_f}\right) \quad (4)$$

$$\theta_2 = \arctan\left(\frac{z'}{w}\right) - \arctan\left(\frac{l_3 \sin \theta_3}{l_2 + l_3 \cos \theta_3}\right) \quad (5)$$

Donde:

$$D = \frac{z'^2 + w^2 - l_2^2 - l_3^2}{2l_2l_3} \quad w = \sqrt{x_f^2 + y_f^2 - l_{12} \cos \beta} \quad z' = z_f - (l_{12} \sin \beta + l_{11})$$

Siendo el signo del argumento en la ecuación 5, el que definirá la configuración que describa la posición del brazo, el signo + denota la configuración codo abajo y con el signo - la configuración codo arriba [Siciliano, 2010].

Bajo un enfoque de programación modular se diseñaron cinco **módulos de programa para el manipulador** en lenguaje C, dos para el cálculo de las cinemáticas, dos para la operación y comunicación con el brazo robótico, y uno para relacionar los valores del modelo cinemático con los valores angulares que asumirán los servomotores del manipulador. Dichas posiciones resultan ser distintas debido a la forma en que los motores son anclados a cada una de las articulaciones del robot. En base a los esquemas mostrados en la figura 3, se pueden establecer las siguientes relaciones:

$$\theta_{1motor} = \theta_{1modelo} + 150^\circ, \theta_{2motor} = -\theta_{2modelo} + 240^\circ, \theta_{3motor} = -\theta_{3modelo} + 150^\circ$$

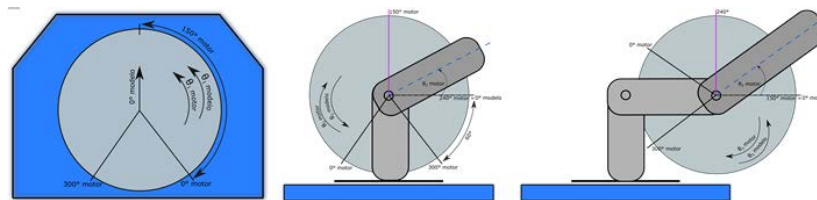


Figura 3 Diferencias entre valores angulares del modelo y los reales.

### 3. Resultados

Las pruebas sobre el manipulador se realizaron en dos sentidos. Verificar el modelo cinemático obtenido y los módulos de programa para el manipulador, y evaluar el desempeño del manipulador móvil.

Para el caso del brazo robótico se definió una tarea la cual consistió en programar el posicionamiento del extremo final del robot (con la pinza cerrada) para ir de una posición inicial a una objetivo (sin carga), modificando las velocidades de operación de los servomotores (de una resolución de 10 bits y 0.111 rpm por

unidad), con el propósito de ilustrar el error de posicionamiento del manipulador. En la figura 4 se esquematiza la prueba planteada y tabla 1 se muestran los resultados obtenidos.

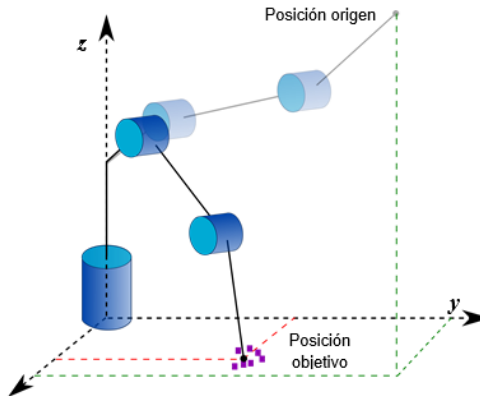


Figura 4 Esquema del error de posicionamiento.

Tabla 1 Error de posicionamiento.

Velocidad (rpm)	Error absoluto (mm)
2.77 (4%)	x = 1 mm, y = 2.5 mm
5.55 (4.8%)	x = 1 mm, y = 1 mm
8.32 (7.3%)	x = 1 mm, y = 4 mm
11.1 (9.7%)	x = 1 mm, y = 2.5 mm
13.87 (12.2%)	x = 3 mm, y = 5 mm
16.65 (14.6%)	x = 2 mm, y = 4.5 mm
19.42 (17.1%)	x = 2 mm, y = 3 mm
22.2 (19.5%)	x = 2 mm, y = 7.5 mm
24.97 (21.9%)	x = 1 mm, y = 9 mm
27.75 (24.4%)	x = 1 mm, y = 1 mm

% respecto a la máxima velocidad

El error absoluto máximo en el posicionamiento fue de 3 mm y 9 mm para  $x$  y  $y$ , respectivamente. Se observó que al usar los servomotores a una velocidad de 27.75 rpm (250/1023 unidades) el manipulador presento errores de posicionamiento similares a los obtenidos operando los servomotores a 5.55 rpm (50/1023), sin embargo, una velocidad alta trae consigo un mayor impacto de los efectos de inercia que pueden comprometer la integridad del robot.

Con el propósito de estimar el error del manipulador en la reubicación de un objeto (movimiento con carga), se realizó el montaje mostrado en la figura 5a. Para ello se programó la tarea de tomar un objeto (con forma de prisma hexagonal de 35mm de altura y un peso de 18.34 gramos) ubicado en una posición inicial, trasladarlo a velocidad constante y finalmente colocarlo en la casilla de una cuadrícula, En la figura 5b se observan los contornos de las piezas reubicadas, tras la realización de cuatro pruebas. El error máximo medido fue de 7 mm respecto a los centros de ambas figuras (posición objetivo y final). Durante las pruebas se observó que la rotación de la pieza durante su traslado se debía al movimiento no controlado en velocidad y sus consecuentes efectos de inercia, así como a la superficie lisa (aluminio) del objeto que impacta en la fuerza de agarre de la pinza.

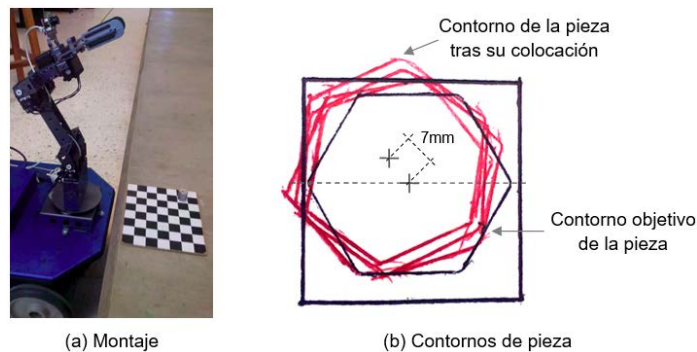


Figura 5 Error del manipular al colocar una pieza.

Respecto a la funcionalidad del manipulador móvil se trató al ERA-SRA como un sistema robótico teleoperado [Cerón, 2005]. Su operación se desarrolla mediante dos arquitecturas Cliente/Servidor de conexión inalámbrica Wifi, una por cada dispositivo. Para el móvil ERA-MOBI se ejecuta el servidor *player* en la computadora a bordo, mientras el cliente opera el robot a través de una herramienta de Player denominado *playerjoy*. Para el caso del manipulador *Smart Robotics Arm* se desarrolló un cliente/servidor en lenguaje C. Para validar la teleoperación del manipulador móvil se realizó una prueba que consistió en medir el tiempo empleado por el usuario para tomar un objeto y trasladarlo a otra posición recorriendo una distancia total de 2.5 m, ver figura 6.



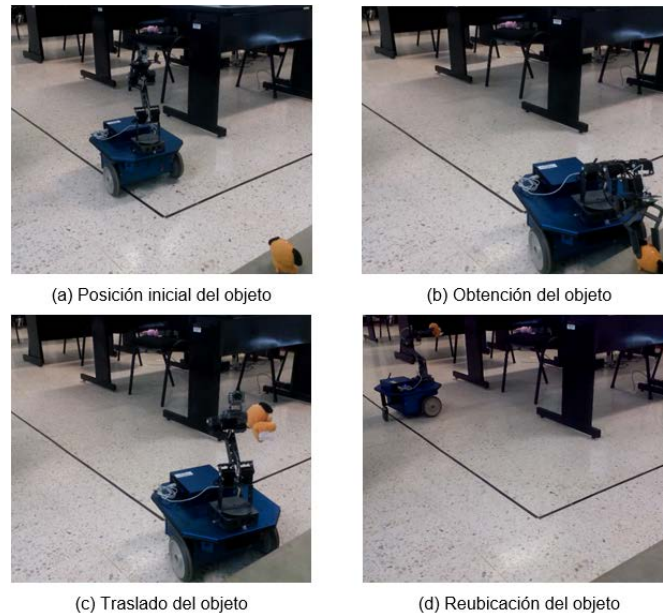


Figura 6 Prueba mediante teleoperación.

La interacción con el sistema se realizó a través de una interfaz de usuario ver figura 7, mediante la cual el extremo final del manipulador puede ser desplazado en el espacio cartesiano ( $\pm 1$  cm de resolución) y abrir/cerrar la pinza, mientras el móvil puede avanzar/retroceder de manera constante al 30% de su velocidad máxima y realizar giros de  $45^\circ$  (a velocidad 0). El tiempo promedio empleado por diez usuarios para realizar la tarea fue de 3 minutos.



Figura 7 Interfaz gráfica para el control del manipulador móvil.

## 4. Discusión

La teleoperación de un manipulador móvil para la realización de tareas que puedan ser consideradas peligrosas para los humanos, es solo una aplicación dentro de la llamada robótica de servicio. En la salud, en particular estos sistemas pueden ser empleados para mejorar la calidad de vida de las personas al bríndales apoyo en sus actividades, como pueden ser tomar, trasladar y colocar objetos.

El manipulador móvil planteado cuenta con prestaciones que lo hacen candidato a ser considerado como una plataforma experimental para la conformación de un robot de servicio, no obstante, es necesario considerar dos supuesto bajo los cuales se realizaron las pruebas antes descritas: las texturas de los objetos empleados son blandas lo que facilita su sujeción con la pinza del manipulador, y los objetos utilizados son de un peso inferior al máximo estimado por el fabricante (1.58 kg). Por otra parte, el empleo de velocidades altas en la operación de los servomotores del manipulador trae consigo efectos de inercia, lo cual impacta en el desempeño de los motores y en la trayectoria descrita por el robot, al respecto una mejora inmediata al sistema es la definición de una curva de movimiento suave (por ejemplo una trayectoria polinómica cubica) que permita desplazar el objeto sujeto por el robot de una posición a otra mientras se satisface condiciones de velocidad y/o aceleración.

Es de mencionar que dado el propósito didáctico de este trabajo, no es posible establecer una comparativa con desarrollos existentes, no obstante cabe señalar, que el manipulador móvil ERA-SRA presenta características distinguibles con respecto a los desarrollos que hacen uso de cada dispositivo de manera individual, lo cual extiende su campo de aplicación.

## 5. Conclusiones

En el presente artículo se abordó la integración de un manipulador móvil con ruedas bajo plataforma Linux, empleando el robot móvil ERA-MOBI y el brazo robótico *Smart Robotics Arm*. La metodología descrita desde un enfoque didáctico, buscar definir un procedimiento reproducible para la integración de un manipulador

móvil bajo sistemas iguales o similares a los empleados. A nivel de software cabe señalar que todas las herramientas y librerías empleadas son de licencia libre.

El manipulador móvil es capaz de tomar objetos y trasladarlos a un destino establecido. La interfaz de usuario desarrollada permitió la teleoperación del dispositivo, validando su utilidad.

Como trabajo a futuro se sugiere: implementar trayectorias de movimiento suave para cada servomotor con el fin de mejorar la operación del robot; para el control simultáneo de los dispositivos se sugiere realizar una programación con un enfoque paralelo a través de la implementación de hilos dentro de las aplicaciones; integración de un sistema de visión por computadora que permita calcular la posición/orientación del objeto en el espacio cartesiano para su correcta sujeción.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Cerón, A., *Sistemas Robóticos Teleoperados*. Ciencia e Ingeniería Neogranadina, 15, 62-69, 2005.
- [2] Deepak, B. B. V. L., & Parhi, D. R., Control of an automated mobile manipulator using artificial immune system. *Journal of Experimental & Theoretical Artificial Intelligence*, 28(1-2), pp. 417-439, 2016.
- [3] Ding, L., Xia, K., Gao, H., Liu, G., & Deng, Z., Robust adaptive control of door opening by a mobile rescue manipulator based on unknown-force-related constraints estimation. *Robotica*, pp. 1-22, 2017.
- [4] Griggs, L., & Fahimi, F., Introduction and testing of an alternative control approach for a robotic prosthetic arm. *The open biomedical engineering journal*, 8, pp. 93-105. 2014.
- [5] Gutiérrez, H., Arellano, J. J., & Pacheco, D., Interacción humano-máquina por voz para la operación de plataformas robóticas móviles. *Pistas Educativas*, 108, pp. 1309-1328, 2014.
- [6] Li, Z., & Ge, S. S., *Fundamentals in Modeling and Control of Mobile Manipulators* (Vol. 49). CRC Press. Boca Raton, FL. 2013.

- [7] Li, Z., Moran, P., Dong, Q., Shaw, R. J., & Hauser, K., Development of a Tele-Nursing Mobile Manipulator for Remote Care-giving in Quarantine Areas. *IEEE Int. Conf. Robotics and Automation Proceedings*, Singapore, May, 2017.
- [8] Lu, L., & Wen, J. T. Baxter-On-Wheels (BOW), An Assistive Mobile Manipulator for Mobility Impaired Individuals. In *Trends in Control and Decision-Making for Human–Robot Collaboration Systems*, pp. 41-63, Springer International Publishing, 2017.
- [9] Saez-Pons, J., Alboul, L., Penders, J., & Nomdedeu, L., Multi-robot team formation control in the GUARDIANS project. *Industrial Robot: An International Journal*, 37(4), pp. 372-383, 2010.
- [10] Siciliano, B., Sciavicco, L., Villani, L., & Oriolo, G., *Robotics: modelling, planning and control*. Springer Science & Business Media. Girona, Spain, 2010.
- [11] Szrek, J., Muraszkowski, A., & Sperzyński, P., Type synthesis, modelling and analysis of the manipulator for wheel-legged robot. *acta mechanica et automatica*, 10(2), pp. 87-91, 2016.
- [12] Wang, F., Wu, X., & Arslan, T., Mobile-controlled portable robotic measurement setup for microwave imaging diagnosis. In *Antennas & Propagation Conference*, Loughborough, UK. November, 2016.
- [13] Whitbrook, A., *Programming mobile robots with Aria and Player*. Springer Science & Business Media, London, 2010.

# APROXIMACIÓN AL RECONOCIMIENTO DE EMOCIONES FACIALES BASADO EN POSICIÓN DE PUNTOS DE INTERÉS

**Víctor Manuel Álvarez Pato**

Universidad Panamericana  
*valvarez@up.edu.mx*

**Ramiro Velázquez Guerrero**

Universidad Panamericana  
*rvelazquez@up.edu.mx*

## Resumen

Con las técnicas actuales de reconocimiento facial, es posible descubrir automáticamente las emociones de una persona a través de una imagen de su rostro. Este estudio se vale de una aplicación en línea para detectar algunos puntos de interés en imágenes de rostros que expresan alguna emoción y compara sus posiciones con las de una expresión considerada neutral. Se busca establecer una relación entre el resultado obtenido y el propuesto por la herramienta FACS de Paul Ekman para determinar la viabilidad de un algoritmo de reconocimiento de emociones, así como posibles pautas para su desarrollo.

**Palabras Claves:** Face++, FACS, reconocimiento de emociones, reconocimiento facial.

## Abstract

*With the current facial recognition techniques, it is possible to automatically determine an individual's emotions through a digital image of his face. The present study employs an online API to detect certain landmarks in images of faces affected by some emotion and compares their positions with those of a neutral expression. We seek to establish a relationship between the obtained results and the one proposed by Paul Ekman's FACS tool to determine the viability of an*

*emotion recognition algorithm, as well as some possible guidelines for its development.*

**Keywords:** *Emotion recognition, Face++, face recognition, FACS.*

## **1. Introducción**

El rostro humano es capaz de comunicar grandes cantidades de información: nos permite distinguir a una persona de otras, conocer sus sentimientos e incluso prever sus reacciones inmediatas por medio de un rápido análisis facial.

La capacidad de procesar toda esta información ha sido exclusiva de algunos organismos vivos hasta hace relativamente poco tiempo. El trabajo de cientos de investigadores ha dado origen a algoritmos capaces de reconocer y aprovechar parte de esos datos presentes en el rostro [Zhao, 2003], [Liong, 2016], [Giannakakis, 2017], a pesar de que en muchas ocasiones sean tan sutiles que resultan difíciles de describir en el lenguaje común.

Actualmente, el desarrollo de la ciencia ha permitido que las computadoras puedan determinar si una imagen digital contiene o no un rostro humano, además de localizar su posición [Zhan, 2016], [Yan, 2014], [Wang, 2017]. Esto se conoce como detección facial y suele ser la primera fase en muchos algoritmos de análisis facial. También se ha conseguido identificar rostros de manera automática, lo cual resulta útil por ejemplo en sistemas de seguridad. La disciplina que engloba este tipo de algoritmos suele recibir el nombre de reconocimiento facial.

El reconocimiento de expresiones faciales, por otro lado, es una rama que estudia el modo de analizar y reconocer movimientos faciales y cambios en los rasgos de la cara a partir de información de tipo visual. Esto representa un apoyo fundamental para otro objetivo que requiere aún mayor conocimiento: el análisis de emociones [Sariyanidi, 2015], [Tarnowski, 2017].

El análisis automatizado de emociones permite tener una idea de los sentimientos que experimenta una persona, aun cuando ella misma no sea completamente consciente de ellos. Así, un video que capture las expresiones de un voluntario al probar un producto nuevo en un estudio mercadológico puede analizarse por medio de una computadora para conocer con mayor detalle sus reacciones,

mismas que podrían pasar inadvertidas si se le pidiera contestar una encuesta por escrito [Hamelin, 2017], [Yu, 2017]. Otras aplicaciones ya estudiadas incluyen diagnosticar desórdenes neuropsiquiátricos [Hamm, 2011], *E-learning* [Krithika, 2016] y monitorizar avances en terapias psiquiátricas, por citar algunos ejemplos. Este documento muestra una primera aproximación al reconocimiento automático de emociones en el rostro humano, con la intención de explorar su posible aplicación como apoyo en el diagnóstico de enfermedades.

Buena parte de los estudios realizados en esta materia, se basan los trabajos del psicólogo Paul Ekman [Ekman, 1971], quien sostiene que los principios de expresión facial son prácticamente innatos e independientes de la influencia cultural: esto permite crear un sistema de reconocimiento de emociones basado únicamente en la información visual del rostro.

Ekman también desarrolló el Sistema de Codificación de Acciones Faciales (FACS por sus siglas en inglés), que reduce cualquier emoción a una serie de movimientos aislados de los músculos faciales [Ekman, 1983]. Por ejemplo, una expresión de alegría en un rostro puede traducirse como una contracción de la porción orbitaria del músculo orbicular en combinación con el músculo cigomático mayor. Este tipo de movimientos cambian la posición relativa de algunos puntos de la cara –como la comisura de los labios, o los bordes de las cejas– que hoy en día resultan fáciles de detectar con la tecnología disponible.

## **2. Métodos**

Para los experimentos realizados, se utilizó la interfaz de programación (API) de Face++ [Face++, 2017], una tecnología de servicios cognitivos en la nube gestionada por la empresa china Megvii, cuyo algoritmo principal está basado en redes neuronales convolucionales [Fan, 2014]. Dicha API permite enviar a los servidores de Face++ un conjunto de imágenes y recibir en formato JSON las coordenadas (x,y) de 83 puntos de interés para cada rostro detectado. Por medio de un programa escrito en Java se automatizó la transformación y envío de imágenes, y después se tradujeron los archivos JSON al formato .mat para poder analizar la información en Matlab.

El programa fue alimentado con una serie de imágenes obtenidas de la base de datos de Expresiones Faciales de Mujeres Japonesas (JAFFE) [Lyons, 1998], ya que ésta es de fácil acceso y contiene fotografías de varios rostros y diversas emociones. De este universo, se seleccionaron seis individuos con siete expresiones diferentes (una de ellas se considera neutral).

La teoría de Ekman postula la existencia de siete expresiones faciales básicas: alegría, tristeza, sorpresa, miedo, enojo, disgusto y desdén. En el estudio se buscó comprobar la relación entre los cambios en los puntos de interés provistos por Face++ y la clasificación realizada por humanos de las expresiones disponibles en la base de datos. De las siete expresiones básicas citadas, no se incluyó la última en las pruebas por no encontrarse explícitamente entre las imágenes disponibles. Una vez obtenidas las coordenadas de cada punto de interés, se normalizaron todos los conjuntos de acuerdo a dos puntos considerados menos sujetos a cambios a lo largo de todas las fotografías: los correspondientes al contorno superior de la nariz. Este proceso permite reducir las alteraciones de escala y rotación entre las imágenes utilizadas.

Para cada uno de los puntos de interés, se evaluó la diferencia entre su posición en el rostro de un individuo cuando su expresión se muestra neutral y su posición en cada una de las seis expresiones restantes, figura 1; finalmente se graficaron estas diferencias, promediadas entre los seis individuos. En la figura 2 se pueden apreciar los vectores de cambio para cada punto.

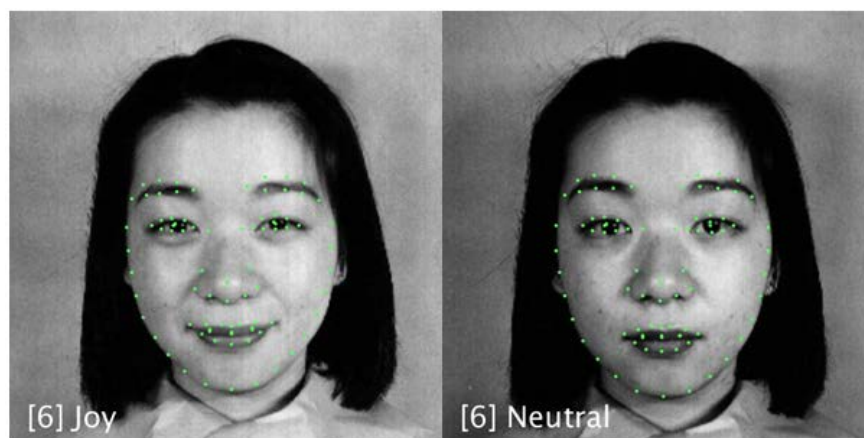


Figura 1 Localización de puntos de interés en dos expresiones del mismo individuo.



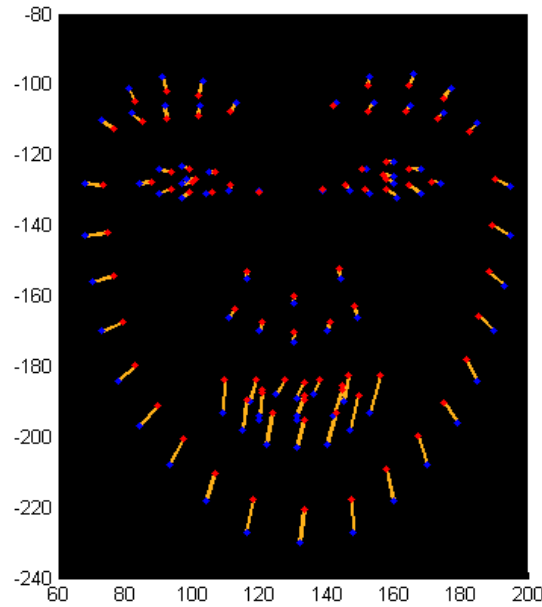


Figura 2 Diferencias en puntos de interés para las imágenes anteriores.

### 3. Resultados

Las gráficas obtenidas muestran por medio de una escala de colores el cambio en píxeles para la coordenada vertical de cada uno de los puntos de interés. Los puntos aparecen con sus descripciones respectivas y están agrupados por similitud en figuras 3 a la 7.

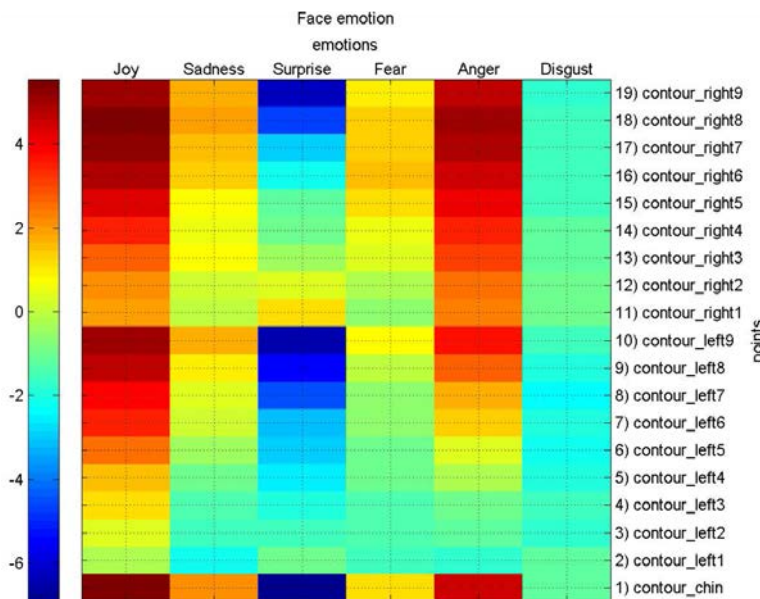


Figura 3 Desplazamientos verticales en los puntos asociados al contorno de la cara.

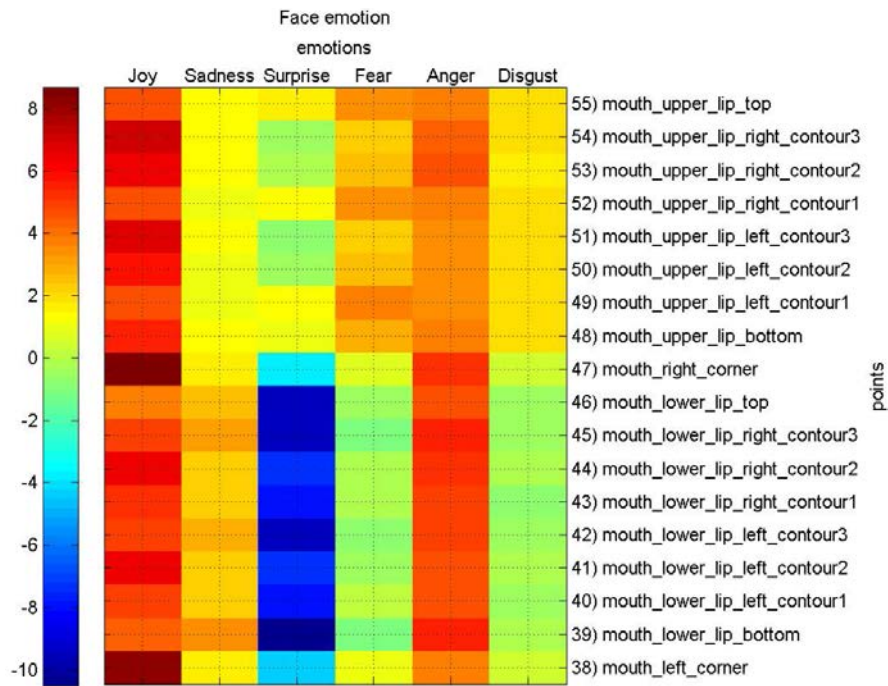


Figura 4 Desplazamientos verticales en los puntos correspondientes a la boca.

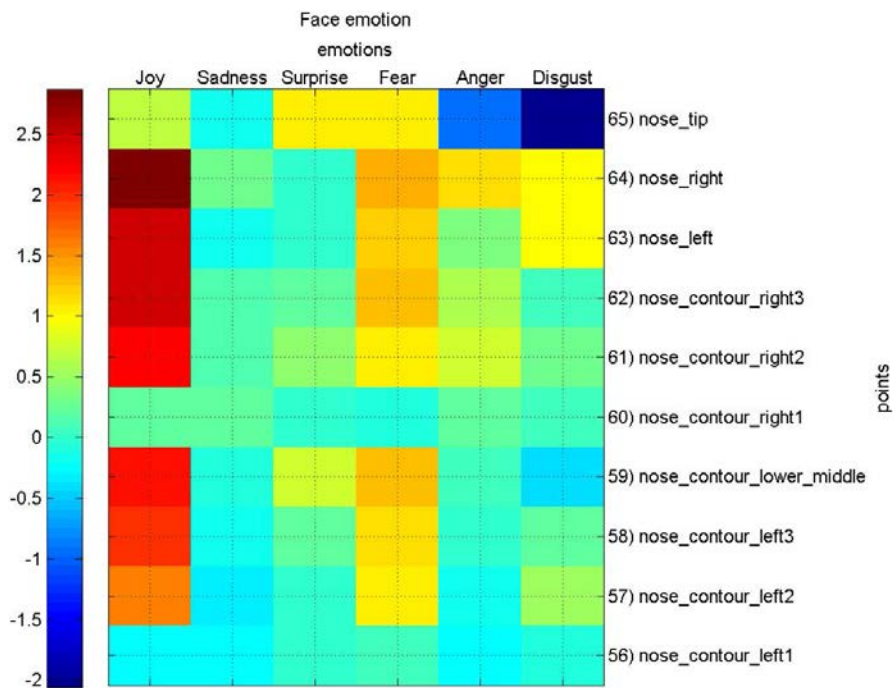


Figura 5 Desplazamientos verticales en los puntos correspondientes a la nariz.

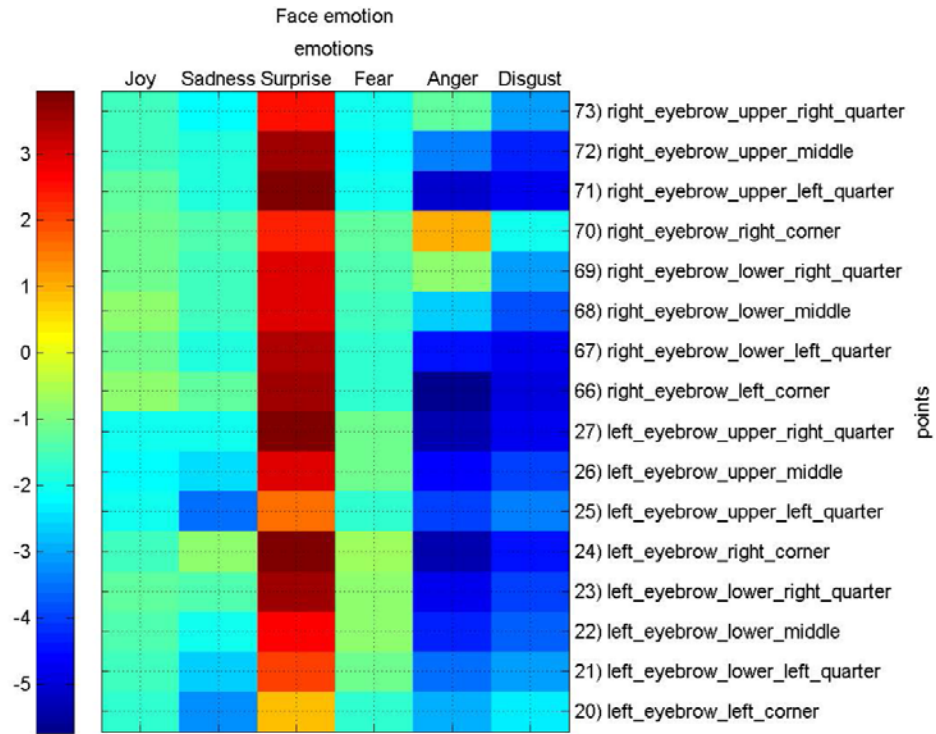


Figura 6 Desplazamientos verticales en los puntos correspondientes a las cejas.

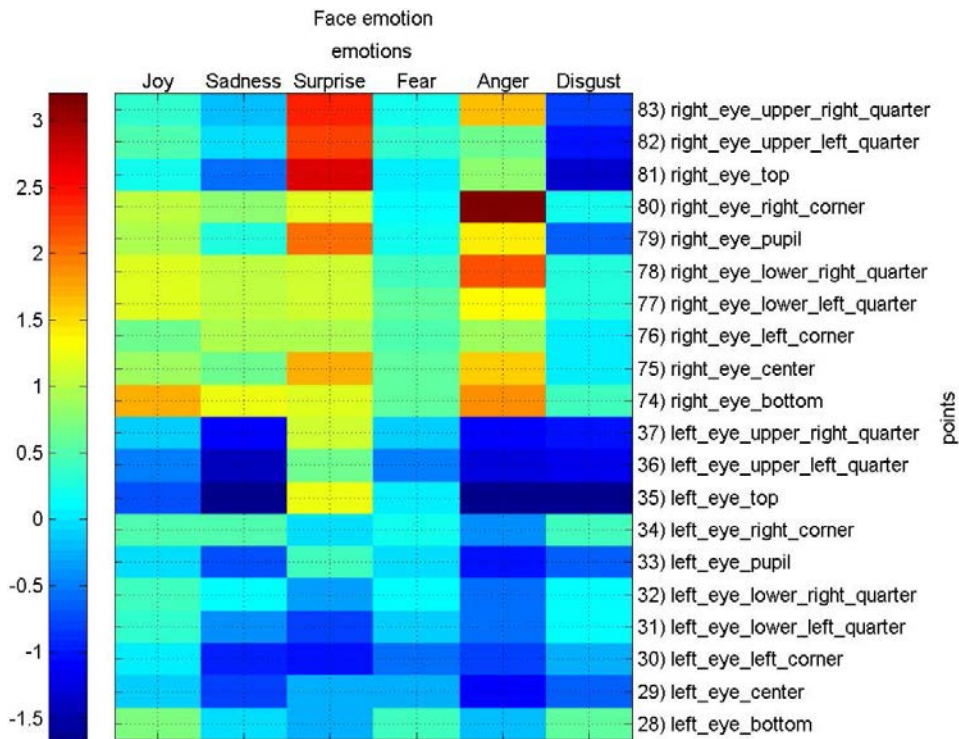


Figura 7 Desplazamientos verticales en los puntos correspondientes a los ojos.

## 4. Discusión

Puede observarse la congruencia entre los datos obtenidos y lo predicho por Ekman en las siguientes emociones:

- **Alegría:** se percibe un leve levantamiento de los párpados inferiores en los puntos 74 y 28 y levantamiento en las comisuras de los labios en los puntos 47 y 38. Los resultados coinciden con la predicción.
- **Tristeza:** el efecto del conjunto de músculos elevadores internos de las cejas puede apreciarse en los puntos 24 y 66, aunque deberían subir, parecen bajar ligeramente, es probable que por la acción del siguiente grupo muscular. Puede verse que los depresores de las cejas actúan en los puntos 26 y 25, los cuales claramente bajan, también en 73 y 72 se aprecia un descenso, aunque con menor claridad. Las comisuras de la boca 47 y 38 parecen subir ligeramente, cuando cabría esperar que bajaran por la actividad del grupo depresor de las comisuras.
- **Sorpresa:** los puntos 24 y 66 suben claramente, confirmando la previsión para los elevadores internos de las cejas. Lo mismo sucede con todos los puntos correspondientes a las cejas. Los músculos elevadores del párpado superior (35 y 81) presentan ascenso, con más claridad del lado derecho que del izquierdo. Esto concuerda con el supuesto de que los ojos se abren para expresar sorpresa, al igual que la boca, movimiento que puede distinguirse en los puntos del contorno facial: 1 a 19.
- **Miedo:** esta es la expresión más complicada de detectar, ya que actúan varios grupos de músculos simultáneamente, a veces cancelando entre sí los efectos observables. Por ejemplo, los músculos elevadores y depresores de las cejas afectan los puntos 24, 25, 26, 66 y 72 y 73 en sentidos opuestos, por lo que las lecturas obtenidas no son concluyentes. Lo mismo puede decirse de los puntos 28, 35, 74 y 81, que son jalados por los elevadores de párpados superiores y empujados por el músculo orbicular.
- **Enojo:** las cejas bajan claramente, como lo muestran los puntos 25, 26 y 72 los párpados superiores bajan en los puntos 35 y 81, de acuerdo con lo

previsto. Las coordenadas verticales no parecen ser suficientes para confirmar la tensión esperada en los labios ni en los orbiculares. Tal vez haga falta un análisis ligeramente distinto.

- **Disgusto:** el músculo transversal de la nariz hace subir los puntos 63 y 64 como estaba pronosticado, pero los puntos 38 y 47 en las comisuras de los labios parecen subir cuando deberían bajar, por otro lado, el depresor del labio inferior asociado al punto 39 no parece moverse.

## 5. Conclusiones

Los resultados obtenidos confirman la teoría para tres de las seis emociones estudiadas.

Para las otras tres, dada su complejidad (el método FACS requiere un entrenamiento especializado) y la aparente acción contraria de algunos grupos de músculos cabría replantear el tipo de análisis realizado. En el futuro sería interesante alimentar los puntos de interés a algún tipo de inteligencia artificial (p.e. redes neuronales) para obviar el estudio pormenorizado de cada músculo individual.

No todos los puntos de interés provistos por la API de Face++ tienen la misma importancia. Podrían obtenerse resultados similares con un conjunto más reducido.

Las imágenes utilizadas corresponden a unas pocas personas, mujeres exclusivamente, y sus expresiones son actuadas. Sería útil contar con una base de datos más amplia y con expresiones naturales.

La normalización aplicada a los puntos de interés no es suficiente para corregir los errores que los movimientos de la cabeza introducen en los cálculos. Si uno de los sujetos levanta la barbilla o voltea hacia un lado, afecta a todos los puntos de interés.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Ekman, P., & Friesen, W. V., Constants Across Cultures in the Face and Emotion. *Journal of Personality and Social Psychology*, 1971.

- [2] Ekman, P., Friesen, W. V., & Hager, J., The Facial Action Coding System (FACS): A technique for the measurement of facial action. Palo Alto, California: Consulting Psychologists Press, Inc. Ekman, P. Levenson. RW, & Friesen WV, Autonomic nervous system activity distinguishes among emotions. *Science*, 221, 1208-12, 1983.
- [3] Face++ - Cognitive Services - Leading Facial Recognition Technology: <https://www.faceplusplus.com/>, último acceso junio 2017.
- [4] Fan, H., Cao, Z., Jiang, Y., Yin, Q., & Doudou, C., Learning Deep Face Representation. *ArXiv preprint arXiv: 1404*, pp. 3840, 2014.
- [5] Giannakakis, G. et al. Stress and anxiety detection using facial cues from videos. *Biomedical Signal Processing and Control*, 31, pp. 89-101, 2017.
- [6] Hamelin, N., El Moujahid, O., Thaichon, P. Emotion and advertising effectiveness: A novel facial expression analysis approach. *Journal of Retailing and Consumer Services*. 2017. 36, pp. 103-111.
- [7] Hamm, J., Kohler, C.G., Gur, R.C., Verma, R. Automated Facial Action Coding System for dynamic analysis of facial expressions in neuropsychiatric disorders. *Journal of Neuroscience Methods*, pp. 237-256, 2011.
- [8] Krithika L.B, Lakshmi P.G., Student Emotion Recognition System (SERS) for e-learning Improvement Based on Learner Concentration Metric. *Procedia Computer Science*, 85, pp. 767-776, 2016.
- [9] Liong, et al. Spontaneous subtle expression detection and recognition based on facial strain, *Signal Processing: Image Communication*, 47, pp. 170-182, 2016.
- [10] Lyons, M.J. et al. Coding Facial Expressions with Gabor Wavelets. *Proceedings, Third IEEE International Conference on Automatic Face and Gesture Recognition*. IEEE Computer Society. Nara, Japan, April 1998.
- [11] Sariyanidi, E. et al. Automatic Analysis of Facial Affect: A Survey of Registration, Representation, and Recognition. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 37(6), pp. 1113-1133, 2015.

- [12] Tarnowski, P., Kołodziej, M., Majkowski, A., Rak, R.J., Emotion recognition using facial expressions, *Procedia Computer Science*, 108, pp. 1175-1184, 2017.
- [13] Wang, N., et al., Facial feature point detection: A comprehensive survey. *Neurocomputing*, 2017.
- [14] Yan, J., Zhang, X., Lei, Z., Li, S. Face detection by structural models, *Image and Vision Computing*, 32 (10), pp. 790-799, 2014.
- [15] Yu, C. & Ko, C., Applying FaceReader to Recognize Consumer Emotions in Graphic Styles, 60, pp.104-109, 2017.
- [16] Zhan, S., Tao, Q. & Li, X. Face detection using representation learning, *Neurocomputing*, 187, 19-26, 2016.
- [17] Zhao, W., Chellappa, R., Phillips, P. J., & Rosenfeld, A. Face recognition: A literature survey, *ACM computing surveys (CSUR)*, 35(4), 399-458, 2003.

# **DISEÑO Y ANÁLISIS DE LA $\omega$ DE UN MOTOR DE CC MEDIANTE LA SELECCIÓN ÓPTIMA DE PARÁMETROS**

***Jesús Alejandro Álvarez Tostado Uribe***

General Motors  
*ironalex2310@gmail.com*

***Irma Martínez Carrillo***

Universidad Autónoma del Estado de México  
*imartinezca@uaemex.mx*

***Carlos Juárez Toledo***

Universidad Autónoma del Estado de México  
*cjuarez@uaemex.mx*

## **Resumen**

El uso de motores en las actividades cotidianas del hombre ha sido una herramienta de gran ayuda para simplificar y/o automatizar procesos repetitivos donde se requiere de un gran esfuerzo humano. La existencia de diversos motores permite seleccionar el modelo adecuado de acuerdo a las funciones que se requieran, siendo así el motor de corriente continua (CC) uno de los motores más utilizados, actualmente uno de los temas principales en el ahorro de energía en los procesos industriales es la variación de la velocidad de los motores en tiempos picos y tiempos de baja producción para disminuir el consumo de energía eléctrica.

En este trabajo se presenta una metodología basado en el método de identificación de estabilidad de Routh-Hurwitz y el lugar geométrico de las raíces para identificar los parámetros y los valores que podrían cambiarse dentro de la función característica que define el modelo de estudio.

Se presentan dos resultados el primero con condiciones nominales del sistema original y el segundo con variación de parámetros.



**Palabras Claves:** Función característica, lugar geométrico, motor de CC, Routh-Hurwitz, variación de parámetros.

## Abstract

The use of motors in the daily activities of man has been a great tool to simplify or to automate repetitive processes. The existence of several motors allows to select the appropriate model according to the functions that are required, this works studies one of the most popular motors (DC motor).

This paper presents a methodology based on the Routh-Hurwitz stability identification with the root locus analysis to identify the parameters and values that could be changed in the characteristic function.

Two results are presented the first with nominal conditions of the original system and the second with variation of parameters.

**Keywords:** characteristic function, DC motor, root locus, Routh-Hurwitz, variation of parameters.

## 1. Introducción

Un motor de corriente continua (CC) es un sistema que está constituido de una parte eléctrica y una mecánica para conformar un sistema electromecánico como se muestra en la figura 1.

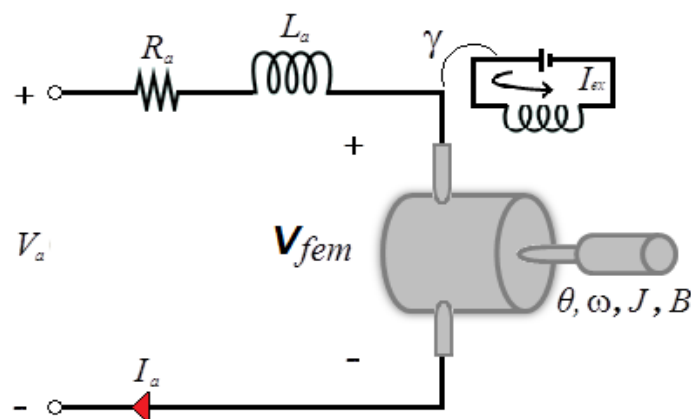


Figura 1 Diagrama esquemático del motor de CC [Dorf, 2008].

En estudios y análisis convencionales de los motores de CC se centran en los valores de placa proporcionados por el fabricante el cual ya mantiene las características funcionales del motor fijas, usualmente son diseñadas mediante softwares de Matlab (Simulink), Multisim, etc. los cuales proporcionan una respuesta de salida a partir de una señal de entrada.

En este trabajo se propone un modelo analítico para conocer la dinámica del motor de CC y encontrar los parámetros óptimos de algunos de sus elementos mediante el método de Routh-Hurwitz y el lugar geométrico de las raíces; Ya que ante los diversos cambios de demanda en la fabricación de productos industriales, donde los procesos de manufactura están gobernados por motores y que la velocidad del rotor se mantiene constante en intervalos de tiempo definidos, se consume la misma energía en el transcurso del proceso, por consiguiente se propone variar la velocidad para acelerar un proceso en horas pico, bajando la velocidad en ciertos tiempos, propiciando un ahorro de energía y evitando sobrecalentamiento en el motor como a continuación se describe.

## 2. Métodos

Para la implementación de un controlador dentro de la dinámica del comportamiento natural del sistema de estudio, considérese el modelo mostrado de la figura 1.

Las ecuaciones que describen el comportamiento dinámico del motor de CC mostrado en la figura 1, [Roldán, 2014], [Wildi, 2007] son:

$$V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + V_{fem} \quad (1)$$

$$J \frac{d\omega(t)}{dt} = T_r - B\omega(t) \quad (2)$$

La ecuación 1 y ecuación 2 representan el comportamiento eléctrico y mecánico respectivamente del motor de CC de la figura 1, donde cada uno de sus elementos se describe en la tabla 1.

El acoplamiento entre la parte eléctrica y mecánica del motor de CC están representados por las ecuaciones 3 a la 5.

$$V_{fem} = k_3 \omega(t) = k_3 \frac{d\theta(t)}{dt} \quad \text{cupla eléctrica-mecánica} \quad (3)$$

$$T_m(t) = k_1 \gamma i_a(t) \quad \text{cupla mecánica-eléctrica} \quad (4)$$

$$\gamma = k_{ex} i_{ex} \quad (5)$$

Tabla 1 Variables del motor de CC.

Símbolo	Definición
$V_a(t)$	Tensión aplicada al motor
$I_a(t)$	Corriente del motor
$L_a(t)$	Inductancia total equivalente en serie
$R_a$	Resistencia total
$\omega(t)$	Velocidad angular del motor
$J$	Momento de inercia
$B$	Coeficiente de rozamiento
$T_r$	Par resistente

Sustituyendo la ecuación 3 en la ecuación 1 y ecuación 4 en la ecuación 2 resultan ecuaciones 6 y 7.

$$V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + k_3 \omega(t) \quad (6)$$

$$T_m(t) = k_1 k_{ex} i_{ex} i_a(t) = k_2 i_a(t) \quad \text{con } k_2 = k_1 k_{ex} i_{ex} \quad (7)$$

Aplicando transformada de Laplace a las ecuaciones 2, 6 y 7 se obtienen las funciones de transferencia, ecuaciones 8 a 10.

$$\frac{\omega(s)}{T_r(s)} = \frac{1}{Js+B} \quad (8)$$

$$\frac{I_a(s)}{V_a(s) - k_3 \omega(s)} = \frac{1}{sL_a + R_a} \quad (9)$$

$$\frac{T_m(s)}{I_a(s)} = k_2 \quad (10)$$

La representación en diagramas de bloques de las ecuaciones 8, 9 y 10 se muestran en la figura 2.

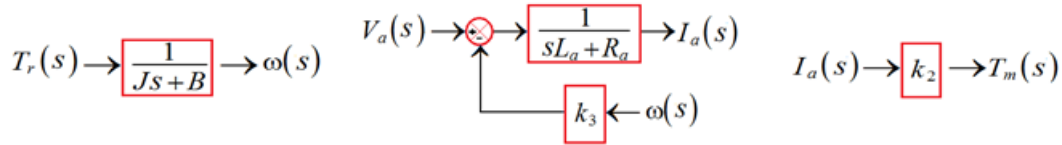


Figura 2 Diagramas de bloques de las ecuaciones 8, 9 y 10.

Relacionando los diagramas de bloques de la figura 2 para conformar un solo sistema de lazo cerrado con señal de entrada  $V_a(s)$  y señal de salida  $\omega(s)$  se ilustra en la figura 3.

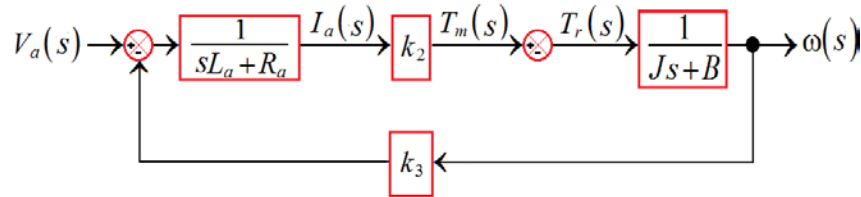


Figura 3 Diagrama de bloques de lazo cerrado de motor de CC.

Para lograr el equilibrio entre la cupla eléctrica-mecánica se considera que  $T_r(s)=T_m(s)$  obteniéndose la función de transferencia:+

$$\frac{\omega(s)}{V_a(s)} = \frac{k_2}{JL_a} \frac{1}{s^2 + \left(\frac{JR_a + BL_a}{JL_a}\right)s + \left(\frac{BR_a + k_2k_3}{JL_a}\right)} \quad (11)$$

### Selección de Parámetros Óptimos

Para la selección del o los parámetros se propone una metodología basada en los métodos que se describen a continuación.

### Método de Estabilidad de Routh-Hurwitz

Proporciona una respuesta inmediata para conocer la estabilidad a partir del análisis de la función característica escrita como un polinomio de la forma [Ogata, 2010]:

$$a_0s^n + a_1s^{n-1} + a_2s^{n-2} + \dots + a_{n-1}s + a_n = 0 \quad (12)$$

Donde los coeficientes de la función característica se agrupan de acuerdo al arreglo de la figura 4.

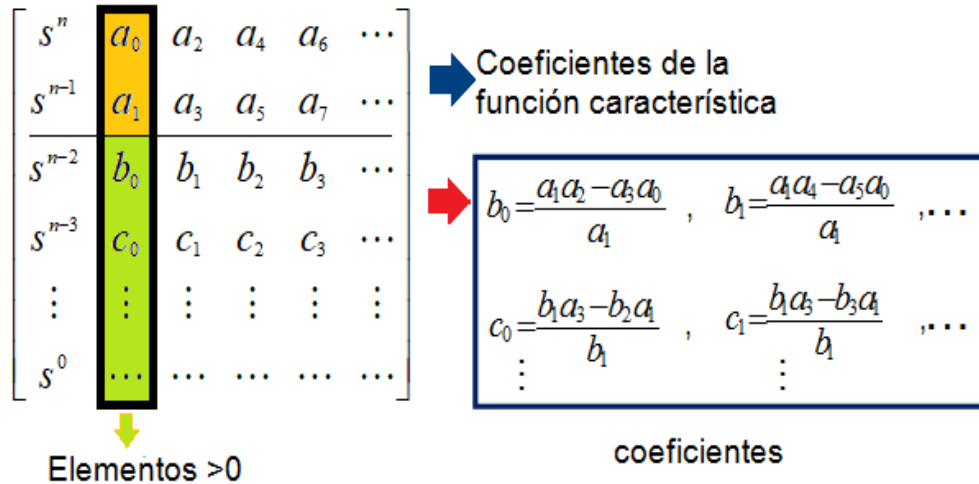


Figura 4 Arreglo de coeficientes por método de Routh-Hurwitz.

La condición necesaria para determinar si el sistema es estable con el método de Routh- Hurwitz, requiere que todos los coeficientes de la función característica de 12, tengan signo positivo o negativo, además, los elementos de  $a_0, a_1, b_1, \dots, h_1$  sean positivos, [Navarro, 2004].

### Método del Lugar Geométrico de las Raíces

La característica básica de la respuesta transitoria de un sistema de un lazo cerrado se relaciona estrechamente con la localización de los polos, los polos son los elementos que permiten la solución de la función característica de la ecuación (12), entonces la estabilidad del sistema se define si la ubicación de las soluciones se grafica en el lado izquierdo del plano complejo [Dorsey, 2005].

### Selección de Parámetros Óptimos para Variar la $\omega$

El uso del método de estabilidad de Routh-Hurwitz, conmutado con el lugar geométrico de las raíces, permite la obtención de un modelo propuesto para la selección de parámetros diferentes a los de la placa nominal del sistema que optimicen el modelo de estudio.

El método propuesto consiste en seleccionar adecuadamente los siguientes puntos:

- Identificar los parámetros candidatos a modificarse del sistema original.
- Mantener el o los parámetros a modificar como variables dentro de la función característica.
- Usar el método de Routh-Hurwitz para identificar rangos permisibles de estabilidad.
- Mapear la ubicación de raíces de la función característica de acuerdo a los valores sugeridos en 3.
- Calcular y graficar la respuesta de salida en el tiempo de acuerdo a los parámetros seleccionados en 3 y 4.
- Analizar y comparar la respuesta obtenida con respecto a la señal original.

El proceso para la selección de parámetros óptimos se resume en el diagrama de la figura 5.



Figura 5 Metodología para seleccionar parámetros óptimos.

La metodología propuesta para la selección de los parámetros a modificar dentro de la dinámica del sistema de estudio se ilustrará en el siguiente apartado.

### 3. Resultados

Para la implementación del método propuesto se realizarán dos casos de estudio bajo las siguientes condiciones:

- **Caso 1:** Sistema original usando valores de placa.
- **Caso 2:** Sistema con variación de parámetros

En la tabla 2 se muestran las condiciones nominales del sistema de estudio.

Tabla 2 Condiciones nominales del sistema de estudio [Dorf, 2008].

Valores de placa	
$V_a(t)=26Vu(t)$	$B=150$
$R_a=0.2\Omega$	$k_2=10$
$L_a=0.001H$	$k_3=50$
$J=30kg.m^2$	----

### Identificación de Parámetros Por Modificar

A partir de la función de transferencia de la ecuación 11 se obtiene el arreglo de coeficientes de la función característica por el método de Routh-Hurwitz como se muestra en la figura 6.

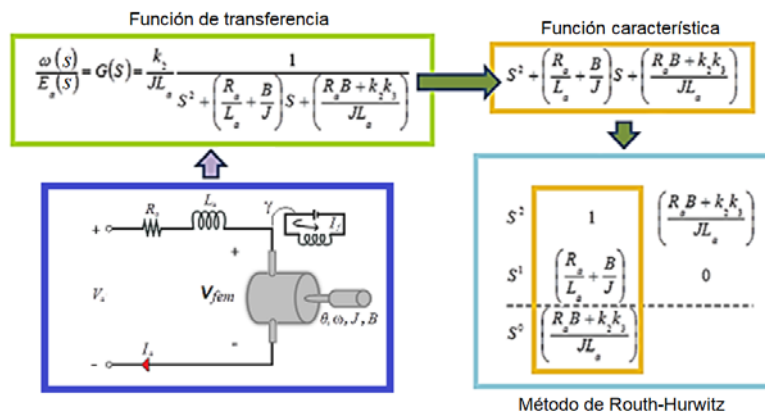


Figura 6 Identificación de estabilidad por el método de Routh-Hurwitz.

Usando los valores nominales de la tabla 2, las desigualdades originadas del método de Routh-Hurwitz resultan

$$\left(\frac{J R_a + B L_a}{J L_a}\right) = 205 > 0 \quad \text{y} \quad k_3 > \frac{R_a B}{k_2} \quad (13)$$

De acuerdo con el análisis de la ubicación de las raíces del sistema de la función característica de la ecuación 11 manteniendo como variable  $k_3$  en un intervalo de  $(-3, \infty)$ , se obtiene la ubicación de los polos ubicados como se muestra en la figura 7.

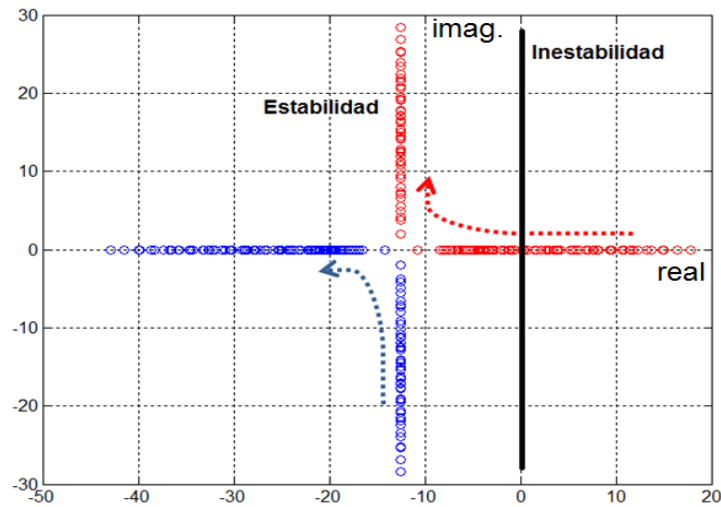


Figura 7 Tendencia de las raíces del sistema.

Reduciendo de forma aleatoria el intervalo para  $k_3$  se puede visualizar polos ubicados en el lado izquierdo del plano complejo en la gráfica de la figura 8, los cuales son de interés ya que garantiza la estabilidad del sistema visto desde el método del lugar de las raíces.

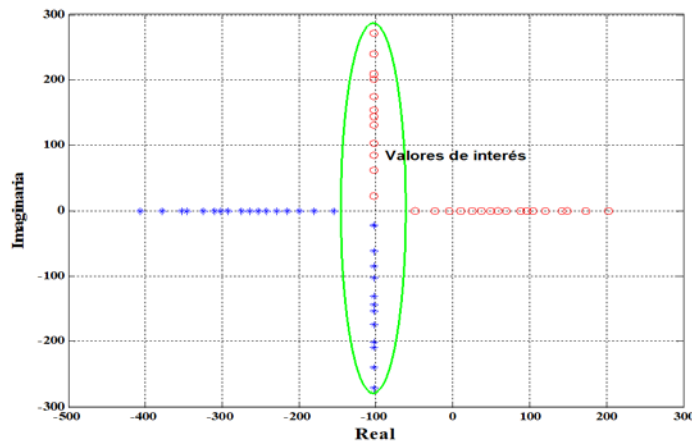


Figura 8 Reducción de intervalo variando  $k_3$ .



## Mapeo de Diversas Gráficas

Una vez identificados los posibles valores de  $k_3$  los cuales optimizan el comportamiento con respecto a las condiciones originales del sistema de estudio, se procede a proponer un intervalo definido como el que se muestra en la figura 9, el cual será referencia de análisis para obtener la respuesta en el tiempo.

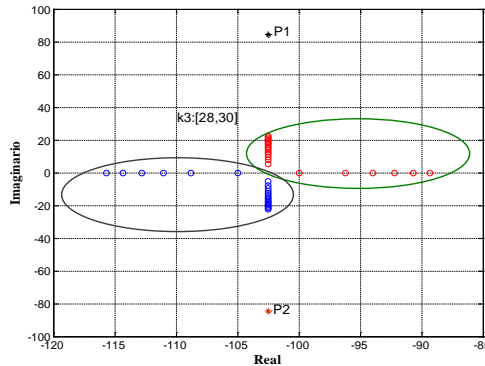


Figura 9 Identificación de valores óptimos de  $k_3$ .

## Obtención de Respuesta de Salida en el Dominio del Tiempo

Usando el intervalo identificado para  $k_3 \in [28, 30]$  mediante el lugar geométrico de las raíces como se muestra en la figura 9 y mediante la elaboración diversos programas en lenguaje de Matlab se procesaron las señales de respuesta en el tiempo como se ilustra en la figura 10.

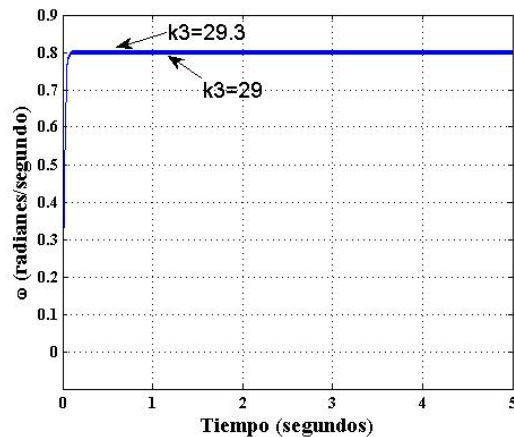


Figura 10 Respuesta en el tiempo de la  $\omega$  en  $k_3 \in [28, 30]$ .

Para comprobar sobre la veracidad de los parámetros seleccionados para modificarse en las gráficas de las figuras 11 y 12 se comparan las respuestas de salida del modelo original contra el modelo con variación de parámetros con un valor fijo de  $k_3=29$ .

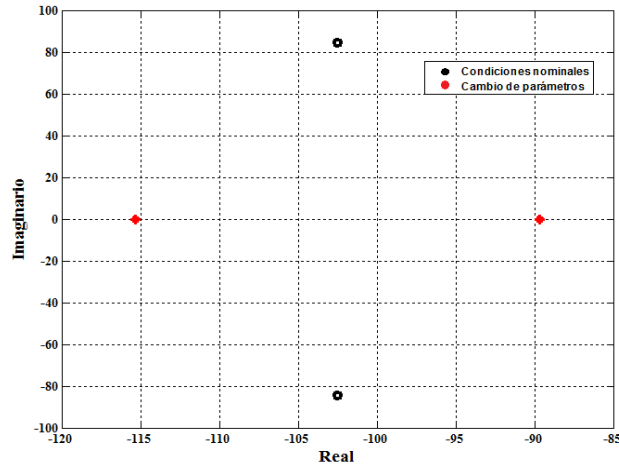


Figura 11 Ubicación de polos.

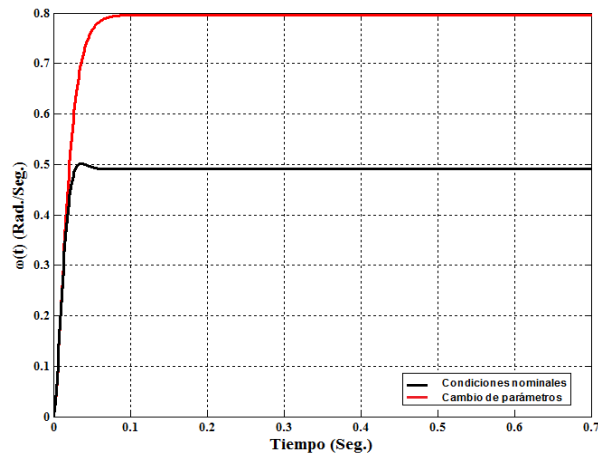


Figura 12 Respuesta en el tiempo de la  $\omega$ .

#### 4. Discusión

En este trabajo se modelo el motor de corriente CC, además se propone una metodología rápida y fácil de implementar basada en el método de estabilidad de Routh-Hurwitz y el lugar geométrico de las raíces para seleccionar parámetros dentro de la función característica que pueden ser modificados y optimizar la

funcionalidad del sistema original sin la implementación de un controlador adicional. En trabajos futuros se pretende incluir un modelo detallado del motor de CC considerando pérdidas en el hierro, pérdidas en el cobre, rendimiento de motor etc.

## **5. Conclusiones**

Existen diferentes aplicaciones para el control de la velocidad de un motor CC, en la industria surgen diariamente los retos por gestionar y optimizar costos. En los tiempos llamados set off, y los horarios de menor demanda dentro de las empresas se deben generar las menores perdidas en cuanto a costo.

Este proyecto está planteado de manera práctica para conocer rápidamente la estabilidad del sistema y poder ubicar y seleccionar parámetros que fácilmente podrían cambiarse dentro de la dinámica original, también puede considerarse para la implementación de un controlador proporcional derivativo (PD) que permita cambiar automáticamente la velocidad del motor como el proceso lo requiera.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] J. Dorsey, *Sistemas de control continuos y discretos*, Editorial Mc. Graw Hill, pp. 109, ISBN: 970104674-9, pp. 109, 2005.
- [2] J. Roldán, *Motores de corriente continua*, Ediciones Paraninfo, 2014, ISBN: 8428399018, pp. 218, 2014.
- [3] K. Ogata, *Ingeniería de control moderna*, Editorial Pearson, ISBN: 9701700481, 9789701700488, pp. 209, 2010.
- [4] R. Dorf, R. Bishop, *Sistemas de control moderno*, Editorial Pearson, España, ISBN: 978-84-205-4401-4, pp. 2, 8, 2008.
- [5] R. Navarro, *Ingeniería de control analógica y digital*, Editorial Mc. Graw Hill, ISBN: 970104677-3, pp. 101, 2004.
- [6] T. Wildi, *Maquinas eléctricas y sistemas de potencia*, Editorial Pearson, 2007, pp. 406, ISBN: 9702608147, 9789702608141, España, pp. 406, 2007.

# DESIGN, CONSTRUCTION AND CHARACTERIZATION OF A THREE-CHANNEL COSMIC RAY DETECTOR BASED ON ALUMINUM BLOCKS ELECTRONICS

**Luis Arceo**

Universidad de Guanajuato, División de Ciencias e Ingenierías campus León  
*miquel@fisica.ugto.mx*

**Julián Félix**

Universidad de Guanajuato, División de Ciencias e Ingenierías campus León  
*felix@fisica.ugto.mx*

## Resumen

Actualmente los físicos estudian e investigan los rayos cósmicos; en el mercado se puede adquirir la tecnología de detección de rayos cósmicos, pero con limitaciones en el espectro de detección y en la rapidez. El reto actual es diseñar, construir, y probar la electrónica de detección, y el sistema de adquisición de datos para adquirir continuamente (sin ventana de tiempo). En este trabajo reportamos el diseño, la construcción, la caracterización y las pruebas de las tarjetas electrónicas de un detector de rayos cósmicos de tres canales basado en tres barras de Aluminio de 2.54 x 5.08 x 20.32 cm (diseño novedoso y único) y en un fotodiodo Hamatsu MPPC, S12572-100P por canal. Para adquirir datos se usó el modelo compactRIO de National Instruments por su alta tasa de muestreo, embebido, y basado en tecnología FPGA. Se presentan detalles del diseño, de la construcción, y de la caracterización de la electrónica de detección y resultados físicos preliminares.

**Palabras Claves:** Embebido, FPGA, rayos cósmicos.

## Abstract

*Currently physicists study and research cosmic rays; cosmic ray detection technology can be purchased at the market, but with limitations in detection range*

*and speed. The challenge in these days is to design, build, and test the detection electronics and the data acquisition system for to continuously acquire data (no time window). In this work we report the design, construction, characterization and electronic board testing of a three-channel cosmic ray detector based on Aluminum blocks (innovative and unique design), each one attached to a MPPC, S12572-100P Hamamatsu photodiode. To acquire data it was used the National Instruments CompactRIO model for their high rate sampling, embedded, and based on FPGA technology. The details of the design, construction, and preliminary physical results are presented and discussed.*

**Keywords:** *Cosmic ray, embedded, FPGA.*

## 1. Introduction

The scientists around of the world investigate cosmic rays; different types of cosmic rays detectors have been developed to achieve this goal [Morello, 2010]. The applications are mineralogy, spectroscopy, medicine (free X ray), radiography [Durham, 2015], security scanning, earthquake research, etc. In Mexico there are small scientific groups in experimental high energy physics. Particularly, the students and professors from Laboratory for elementary particles (laboratorio de partículas elementales [Félix, 2005]) design, construct, and run their own cosmic ray detectors [Félix, 2015].

The cosmic ray detector presented in this work is home designed and constructed with passive and active electronic parts to activate Hamamatsu avalanche photodiode S12572-100P [Hamamatsu, 2015], figure 1.

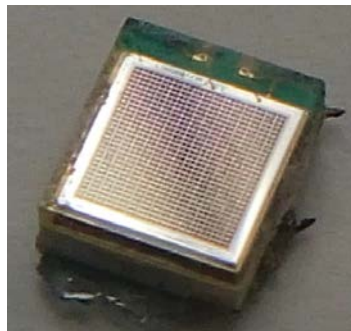


Figure 1 S12572-100P photodiode.

The data acquisition system selected was 9025 CompactRIO [National Instruments, 2015] cRIO of National Instrument, the core of this device is based with Field Programmable Gate Array "FPGA" technology.

## 2. Methods

In this work, were worked the following steps: design (electronics, using OrCAD), construction (local workshop), test (oscilloscope, LabVIEW and cRIO), characterization (power suppliers, LabVIEW and cRIO), and run (power suppliers, LabVIEW and cRIO).

### Design

The one-channel cosmic ray detector is assembled with five stages and its material detection –Aluminum block for this report-, device sensitive to light -avalanche photodiode-, passive electronics board, discriminator board, and data acquisition system with PC-Host. The figure 2 displays the diagram block of one-channel cosmic ray detector.

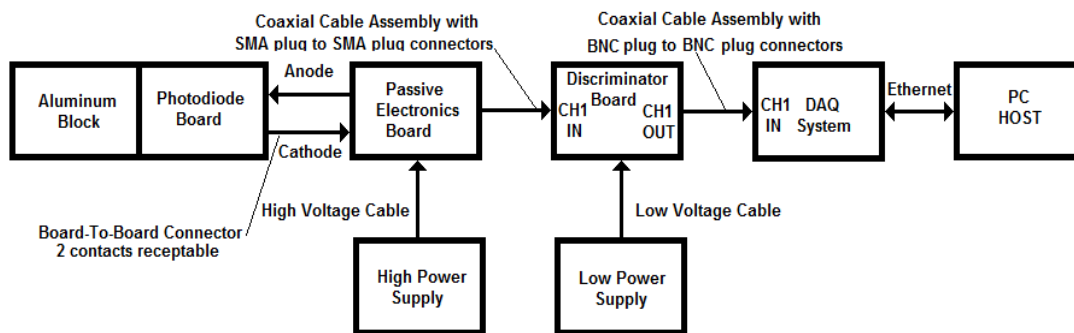


Figure 2 Diagram block of one-channel cosmic ray detector.

### Electronic Boards

Photodiode board, the photodiode is soldered on top layer, and connection terminal anodes and cathodes are soldered on bottom layer. Its function is to attach photodiode to the Aluminum block on one of its polished 2.54 x 5.08 cm ends.

The figure 3 and 4 display the bottom and top layer, respectively.



Figure 3 Photodiode board bottom layer.



Figure 4 Photodiode board top layer.

The figure 5 displays photodiode board isolated optically with one layer of Aluminum tape 3311, the figure 6 displays one front end 2.54 x 5.08 cm Aluminum block polish and the figure 7 displays the Aluminum block attached with a photodiode board and isolated optically with four layers of Aluminum tape 3311.

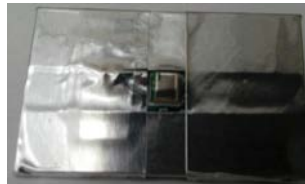


Figure 5 Photodiode board isolates optically.

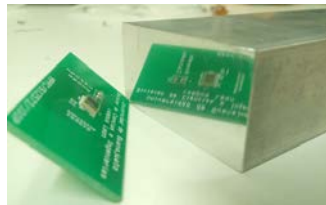


Figure 6 Aluminum block polished.



Figure 7 Aluminum block and photodiode isolated optically.

Passive electronic board, the photodiode is enabled by high voltage, and for the readout of the signal was implemented a RC circuit. The photodiode requires reverse polarity for working. The C3 capacitor is charged when the cosmic ray hits Aluminum block and generates Cerenkov radiation and photodiode detects it, and the C3 capacitor discharges through R7 resistor, analogue signal is obtained, positive decay exponential form is obtained. The readout signal is obtained at J1 SMA connector or a test point.

The figure 8 displays passive electronic board diagram schematic and figure 9 displays the passive electronic board.

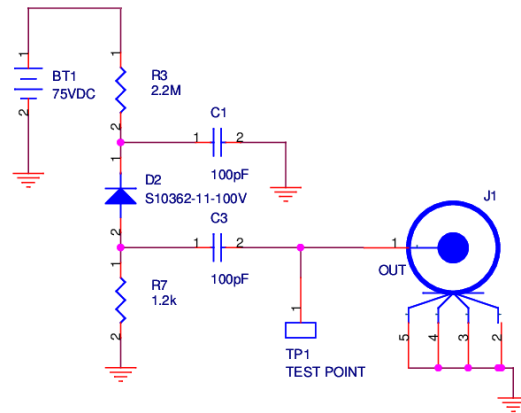


Figure 8 Passive electronic board diagram.

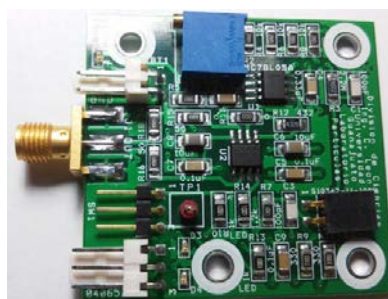


Figure 9 Passive electronic board with photodiode connector.

Discriminator board, its function is to compare analog signal coming from the passive electronic board, with a fixed trigger voltage defined by the final user and give out the digital signal. If the input signal is higher in amplitude than the fixed trigger, the discriminator turned on -one logical state-, otherwise, turns off -zero



logical state-. For this board was selected a single integrated circuit CMP401 of Analog Device [Analog Devices, 2002], with 23 ns propagation delay, quad comparators and compatible with 5 V logic. The figure 10 and 11 display the one channel discriminator board diagram schematic and four channel discriminator board, respectively.

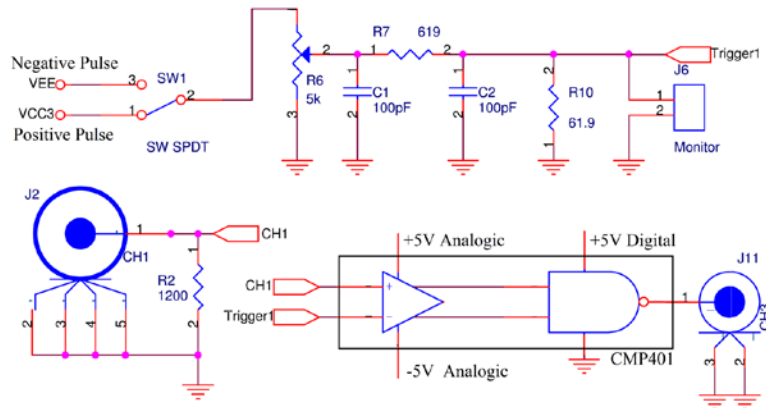


Figure 10 One channel discriminator board schematic diagram.



Figure 11 Four channel discriminator board.

The trigger voltage circuit is made up of three stages: First, polarity voltage selector -the SW1 switch selected only one voltage 3 or -5 V-. Second, voltage adjustment -R6 variable resistor-. Third, voltage divider by ten -divided voltage 3 or - 5 V, obtaining fine adjustment in mV-, and go to the comparator invert input, similarly, J2 SMA connector is for analogue signal from to passive electronic board to comparator non-invert input.

The trigger has wide input range positive of 0 volts to 300 or -470 mV, the end user can measured trigger voltage with J6 board-to-board connector and 2 contacts header.

The J11 BNC connector is for the digital signal output, obtained by comparison of the analogue signal input and trigger voltage defined by final user.

### **Data Acquisition System**

The cRIO is assembled with 9025 embedded controllers, with NI-9402 four-channel, LVTTTL digital input/output module [National Instruments, 2016] and one rack. The figure 12 displays assembled cRIO. Finally, the cRIO is connected to the PC HOST via Ethernet cable with one number port.



Figure 12 Assembled cRIO with 32-channel digital input.

The cRIO requires programming in LabVIEW-FPGA and the PC HOST accept only LabVIEW program.

The LabVIEW-FPGA program reads for each channel the digital input signal every 25 ns from C module, submits the digital signal to an edge detector with rise polarity configured for searching digital rise pulse (the digital rise pulse is a possible cosmic rays). If the digital rise pulse is detected, the unsigned 64-bits (U 64-bits) counter increases by one and the digital rise pulse complement is discriminated (to avoid count the same digital signal), this is a parallel process and individual for each channel. The figure 13 displays a block diagram of LabVIEW-FPGA program.

Every 1 ms, LabVIEW-FPGA program copies the three counters results and the time in ms to Direct Memory Access First Input First Output (DMA FIFO) memory

with interleaving method, clears the three counters and LabVIEW-VHDL program begins again. Automatically, the DMA FIFO memory information is transferred for Ethernet port to PC HOST by embedded controller.

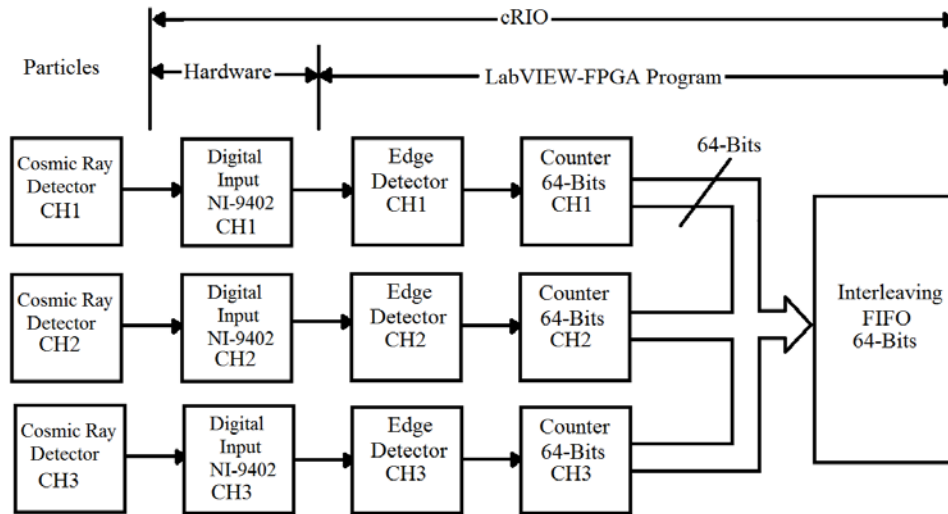


Figure 13 Block diagram of LabVIEW-FPGA program.

### Construction

There were implemented three 2.54 x 5.08 x 20.32 cm Aluminum blocks, with only one 2.54 x 5.08 cm end polished to mirror for each Aluminum block. Each photodiode board was attached to the Aluminum block on the polished end, and isolated optically with four layers of Aluminum tape 3311.

A 25 x 35 cm Aluminum plate was used as a main board for some three Aluminum blocks and electronics assemble. On the main board was installed the first Aluminum block and it was connect with the first passive electronic board, it was fixed with four-inch screws and nuts. This process is repeated for the next two channels in stack arrangement and fixed only with nuts.

The discriminator board was fixed at the main board one edge. The top, middle and bottom output channels were connected to 1, 2 and 3 input channels discriminator board with SMA plug to SMA plug coaxial cable. The figure 14 displays the three channels detector final assembly.

The XLN10014 BK Precision and 72-8335A Tenma were used high and low power supply, respectively. The low and high voltage cables were implemented 22 AWG

size with wire-board receptacle MC34 series Molex, three contacts for low power and two contacts for high power.

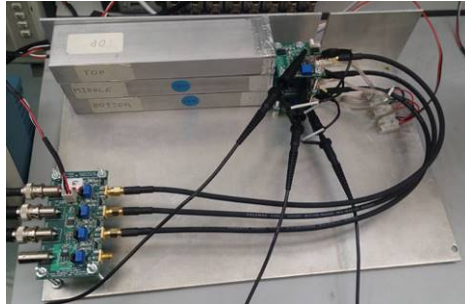


Figure 14 Three channel detector final assembly.

## Test

The correct operation of each channel of the cosmic ray detector was verified using TDS1001C-EDU Tektronix oscilloscope. The oscilloscope channel one was connected to the passive probe to passive electronic board test point and oscilloscope channel two was connected to the BNC plug to BNC plug coaxial cable to discriminator board signal output. The figure 15 displays the oscilloscope test to three channel detector.

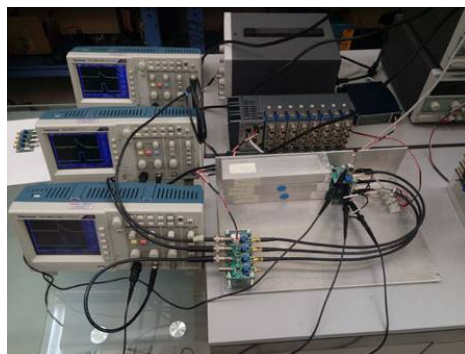


Figure 15 Oscilloscope test to three channel detector.

## Characterization

The PC-host has a total control for automatic characterization process. The PC-Host uses a USB2.0 interface to control the high power supply -XLN10014 from BK Precision [BK PRECISION, 2014].

To define the high voltage range and the maximum current, to turn on the PC-Host program is necessary. The sequence is defined in five step: first, output turn on of the high voltage supply with the minimum defined voltage; second, to stabilize the new high voltage, a time delay of 10 seconds from the PC-Host is applied; third, a text file and records for ten minutes is created; fourth, the text file is closed; fifth, the PC-Host program checks if it has reached the maximum voltage defined. If it is true, the PC-Host terminates its execution and disables the output high power supply; if it is false, the PC-Host increases the voltage by 5 volts, and jumps to second step. The figure 16, displays hardware automatic characterization system blocks diagram.

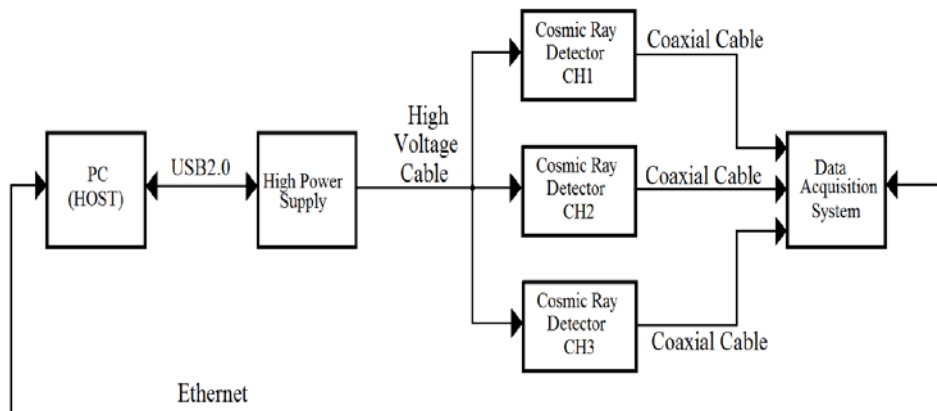


Figure 16 Characterization process block diagram.

### 3. Results

#### Test Results

The analogue signal noise was 20 mVpp and the configuration parameters were 75 Volts for operation voltage and 100 mV of threshold for the discriminator board. The analogue signal amplitude is variable, with duration of 200 ns pulse width, and exponential decay positive form.

The figure 17, 18 and 19 display top, middle and bottom Aluminum block output signal tests respectively. The oscilloscope channel one displays analogue output signal of a passive electronic board; the oscilloscope channel two displays the digital version of the analogue signal coming from discriminator board.

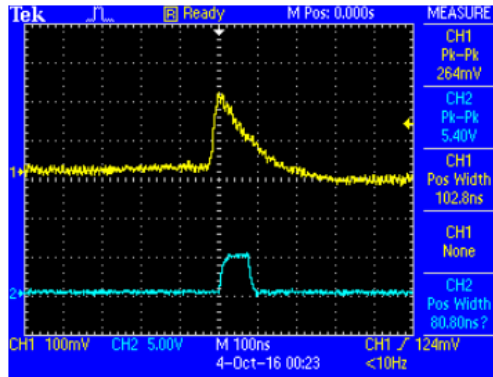


Figure 17 Top Aluminum block oscilloscope output signal test.

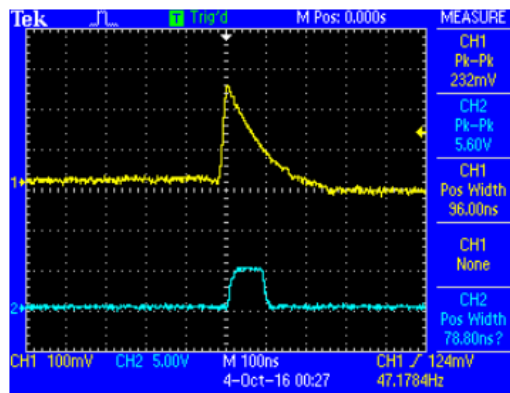


Figure 18 Middle Aluminum block oscilloscope output signal test.

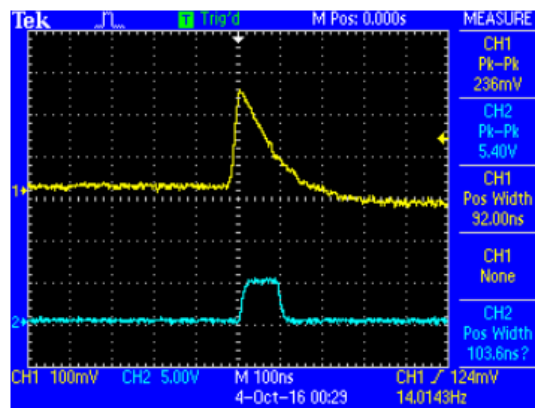


Figure 19 Bottom Aluminum block oscilloscope output signal test.

### Characterization Results

The output counts as function of applied high voltage for each channel are displays in figures 20, 21 and 22. The recording interval began at 60 volts and

finished at 100 volts in steps of 5 volts each. Nine ten-minute-text files were generated. Figure 20 corresponds to the results of top Aluminum block. Figure 21 corresponds to the result of middle Aluminum block. And figure 22 corresponds to the result of bottom Aluminum block. For 75 volts and higher the number the counts increases lineally with applied voltage.

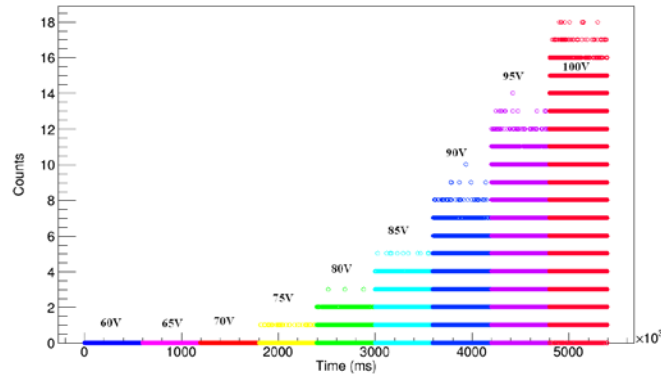


Figure 20 Top Aluminum block characterization result.

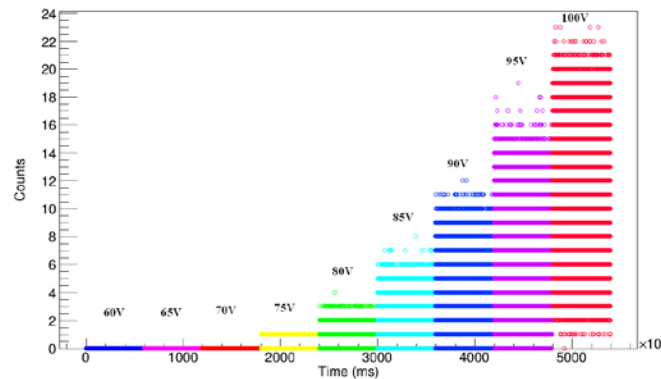


Figure 21 Middle Aluminum block characterization result.

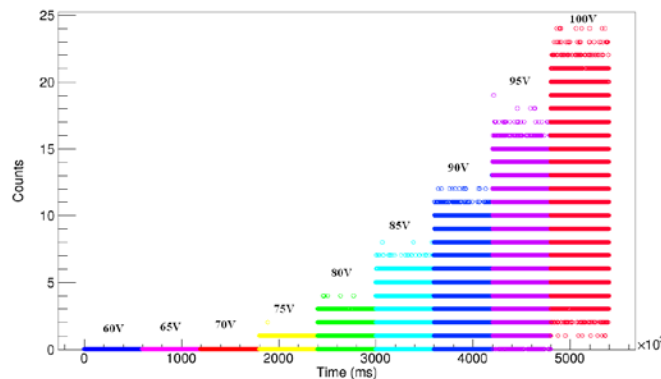


Figure 22 Bottom Aluminum block characterization result.

## Results

The configuration parameters were 75 Volts for operation voltage and 100 mV of threshold for the discriminator board.

The figure 23, 24 and 25 display the number of counts vs time for top, middle and bottom channels, respectively. The figure 26, 27 and 28 display frequency vs counts histograms for top, middle and bottom channels, respectively. The recording time length was 30 minutes for each file.

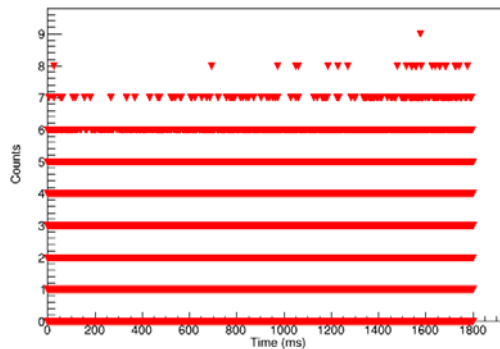


Figure 23 Counts vs time of top Aluminum block.

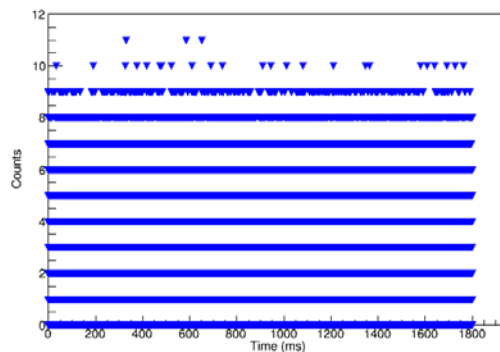


Figure 24 Counts vs time of middle Aluminum block.

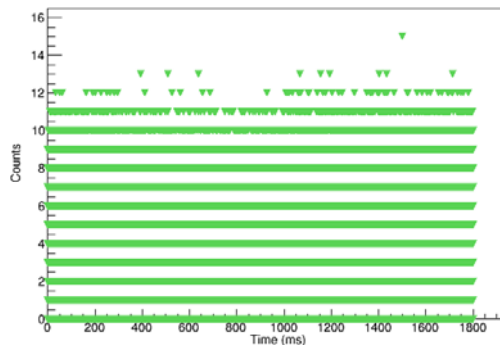


Figure 25 Counts vs time of Bottom Aluminum block.



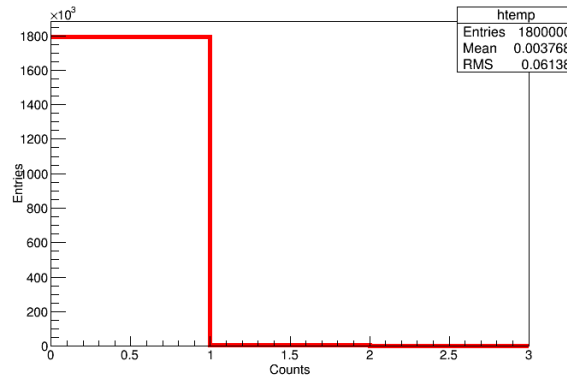


Figure 26 Frequency vs counts of top Aluminum block.

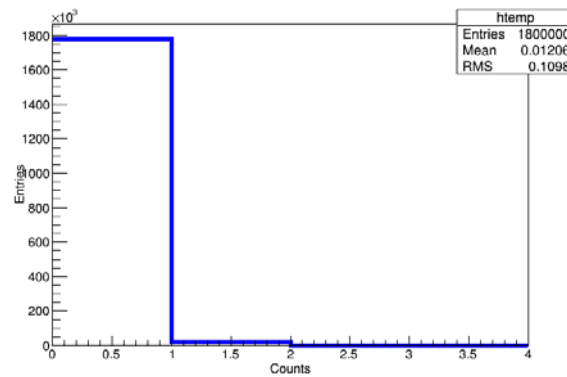


Figure 27 Frequency vs counts of middle Aluminum block.

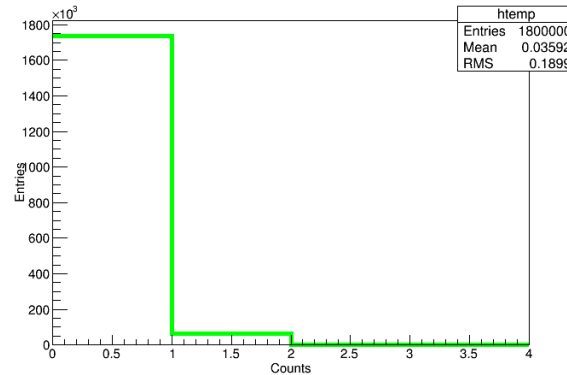


Figure 28 Frequency vs counts of bottom Aluminum block.

#### 4. Discussion

We have planned, designed, constructed, tested and characterized a 3 Aluminum bar cosmic ray detector readout electronic board. It works fine. And the collected data, with a cRIO from NI, is reasonable good.

## 5. Conclusions

It was designed, constructed, tested, and characterized a three channel cosmic ray detector. The photodiode board, passive electronic board, discriminator board, the data acquisition system work properly. It was characterized the cosmic ray detector to obtain a linear function of the counts vs applied high voltage. The distributions of counts vs time are almost flat, for the three channels of the cosmic ray detector. The distributions of frequency vs counts are almost a Poisson distribution, for the three channels of the cosmic ray detector.

## 6. Bibliography and References

- [1] Analog Devices, datasheet, 2002, [http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/CMP401\\_402.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/CMP401_402.pdf).
- [2] BK PRECISION, user manual, 2014 [https://bkpmedia.s3.amazonaws.com/downloads/manuals/en-us/XLN\\_manual.pdf](https://bkpmedia.s3.amazonaws.com/downloads/manuals/en-us/XLN_manual.pdf).
- [3] Durham M, Guardincerri E, Morris C, Bacon J, Fabritius J, Fellows S, Poulson D, Plaud-Ramos K, and, Renshaw J, Tests of cosmic ray radiography for power industry applications, AIP Advances, Volume 5, Issue 6, May 2015.
- [4] Félix Julián, Design, construction, and operation of small cosmic rays detectors at Universidad de Guanajuato, Mexico, August 2016, <https://indico.cern.ch/event/432527/contributions/1072033/attachments/1321179/1981335/posterICHEP2016JFelix.pdf>.
- [5] Félix Julián, Laboratorio de Partículas Elementales, 2005, <http://laboratoriodeparticulaselementales.blogspot.mx/>.
- [6] Hamamatsu, datasheet, December 2015, <http://www.hamamatsu.com/jp/en/S12572-100P.html>.
- [7] Morello Carlo, Cosmic Ray Detectors, Proceedings of Science, PoS CRA School, 2010, [http://inspirehep.net/record/912798/files/CRA%20School\\_027.pdf?](http://inspirehep.net/record/912798/files/CRA%20School_027.pdf?).
- [8] National Instruments, datasheet, NI-9402, January 2016, [http://www.ni.com/pdf/manuals/374614a\\_02.pdf](http://www.ni.com/pdf/manuals/374614a_02.pdf).

# DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE MEDICIÓN COMBINADA DE 4-PUNTAS

***Francisco Javier Arizaga Ayala***

Universidad de Sonora  
*farizagaayala@gmail.com*

***Arturo III Espinoza Duarte***

Universidad de Sonora  
*arturoiii@gmail.com*

***José Antonio Gallardo Cubedo***

Universidad de Sonora  
*a\_n\_t\_1212@hotmail.com*

***Armando Gregorio Rojas Hernández***

Universidad de Sonora  
*arojas@cifus.uson.mx*

## **Resumen**

Se ha desarrollado un sistema con diseño automatizado por medio de software para la medición de resistividad de materiales, en este caso semiconductores, por medio de la técnica de 4 puntas. El método Rymaszewski es utilizado para eliminar la dependencia geométrica de las muestras y sólo configurar la posición de las puntas conforme al método. Los resultados de resistividad obtenidos para las muestras CdS, PbS y ZnO son  $11.8 \times 10^6$ ,  $7.7 \times 10^6$  y  $5.3 \times 10^6$   $\Omega \cdot \text{cm}$ , respectivamente. Las películas han sido crecidas por síntesis y con grosores diferentes lo cual resultará en pequeñas pequeñas diferencias entre los resultados obtenidos y los resultados en la literatura: la síntesis del CdS y PbS ha sido por el método de depósito en baño químico (CBD, por sus siglas en inglés) y el ZnO por el método de depósito de capas atómicas (ALD, por sus siglas en inglés).

**Palabras Claves:** Cuatro puntas, Método Rymaszewski, resistividad, semiconductor.

## **Abstract**

*A software-automated system has been developed to measure the materials resistivity, in this case semiconductors, by the four point-probe technique. We neglected the sample geometry by using the Rymaszewski method but positioned the probes carefully according to the method. The resistivity results obtained for the samples CdS, PbS and ZnO are:  $11.8 \times 10^6$ ,  $7.7 \times 10^6$  &  $5.3 \times 10^6$   $\Omega \cdot \text{cm}$ , respectively. The thin films have been grown by different synthesis and thickness that means that the resistivity results will show some differences between the results obtained and the results in the literature: The CdS y PbS samples was grown by Chemical bath deposition (CBD) method and the ZnO sample was grown by Atomic Layer Deposition (ALD) method.*

**Keywords:** *Four point-probe, Rymaszewski method, resistivity, semiconductor.*

## **1. Introducción**

El avance de dispositivos a base de película delgada como transistores de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (MOSFET, por sus siglas en inglés), algunos otros basados en tecnología de integración a gran escala (VLSI, por sus siglas en inglés) ha impulsado el desarrollo y mejoramiento de los métodos de medición de parámetros de semiconductores, tal como la técnica de 4-puntas, método utilizado en la manufactura de materiales semiconductores, implementándose en procesos de caracterización [Dieter, 2006].

La medición de resistividad de materiales semiconductores se puede realizar con la técnica de 4-puntas [Haibin, 2010], [Rymaszewski, 1969]. El método de 4-puntas depende de aspectos como la geometría de la muestra, la posición de las puntas y la separación de puntas entre ellas. Estas condiciones afectan la calidad de la medición en la muestra, dónde el parámetro de factor de corrección se ve influenciado. Sin embargo, se tienen modificaciones en la técnica que garantizan la independencia de algunos de estos factores como la geometría de la muestra. Se recurre al método de Rymaszewski [Haibin, 2010], [Rymaszewski, 1969] que implementa una combinación de mediciones, modificando la inyección de la corriente con la medición del voltaje entre las puntas.

Las resistencias de contacto pueden ser un problema serio cuando se hace contacto eléctrico utilizando los micros manipuladores puesto que el área de contacto es muy pequeña. Rymaszewski describe un método experimental de calibración lineal de un micro-arreglo de distribución de electrodos (cuatro puntas) [Rymaszewski, 1969], ver la figura 1:

- a) Las puntas están en contacto en un arreglo de línea recta en la muestra.
- b) Las puntas están distribuidas arbitrariamente a lo largo de la línea perpendicular al límite no conductor en el medio plano.
- c) Las puntas están distribuidas a lo largo del límite no conductor del medio plano.

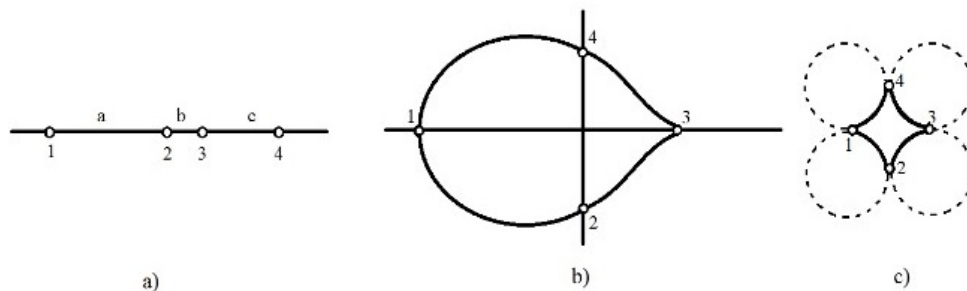


Figura 1 Posición de puntas para diferentes arreglos en el método Rymaszewski.

En este trabajo, se lleva a cabo el método de Rymaszewski mediante el diseño de un sistema de medición utilizando un Keithley 2400 SourceMeter, controlado a través de instrumentación virtual con el software LabVIEW y una tarjeta DAQ NI 6009 como dispositivo de interfaz y circuitería externa para la conmutación de las puntas haciendo uso del circuito integrado CD4052.

## 2. Métodos

### Principio de Funcionamiento

La resistividad puede afectar la resistencia serie de un dispositivo, voltaje de umbral, capacitancia y otros parámetros [Keithley, 2017]. La resistividad se puede representar con ecuación 1.

$$\rho = R_s \cdot \delta \cdot F \quad (1)$$

Donde  $R_s$  es la resistencia de hoja,  $\delta$  es el grosor de la muestra y  $F$  es el factor de corrección para el grosor. Para  $R_s$  se tiene:

$$R_s = \frac{\pi}{\ln 2} \cdot \left( \frac{V_1 + V_2}{I} \right) \cdot f \left( \frac{V_2}{V_1} \right) \quad (2)$$

Donde  $f(V_2/V_1)$  es la función de Van der Pauw, que es una función implícita.

El diseño propuesto del sistema de medición de resistencia de hoja  $R_s$  y resistividad  $\rho$  consiste del método de cuatro puntas haciendo uso, a la vez, del método de Rymaszewski que consiste de dos medidas: para la primera medida, la corriente  $I$  pasa por la punta 1 y sale por la punta 4, el voltaje  $V_1$  se toma de las puntas 2 y 3. Posteriormente se toma una segunda medida donde la corriente  $I$  pasa por las puntas 1 y 2 y el voltaje  $V_2$  es medido entre las puntas 3 y 4, como se muestra en la figura 2.

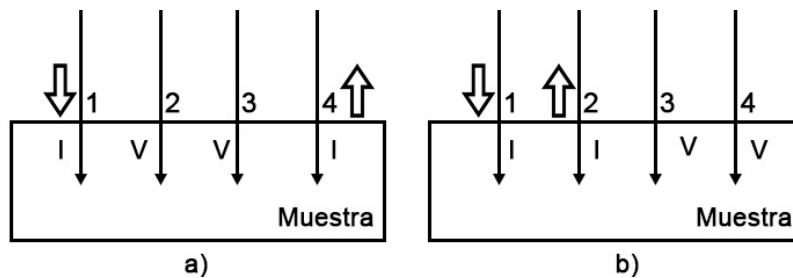


Figura 2 Arreglo de las puntas para el sistema de medición de resistividad de 4-puntas.

### 3. Resultados

#### Trabajo Experimental

El sistema desarrollado tiene como objetivo medir la resistividad de distintas muestras en función de la corriente. Se realizan mediciones de películas delgadas de sulfuro de cadmio (CdS), sulfuro de plomo (PbS) y óxido de zinc (ZnO) mediante una configuración de arreglo lineal en la posición de las puntas como se observa en la figura 2.

En la figura 3 se tiene un esquema del sistema que se compone de una PC con LabVIEW 2015 Windows 2010 como software controlador para el Keithley 2400. Como comandos de control se utiliza el diagrama de la figura 5. En el sistema,

originalmente se tiene una configuración para mediciones I-V, compuesto de dos puntas, por lo que se recurre a construir dos estructuras para soporte de las dos puntas restantes. Mediante el uso de un centro de maquinado CNC se fabricaron dos estructuras de aluminio 6061 para estación de prueba “Probing Solution Inc.” modelo EMZ-5TR. Las dimensiones de la estructura son 38.1 milímetros por 38.1 milímetros de base por 115.824 milímetros de largo, cuenta con una cavidad de 115.824 milímetros por 48.006 milímetros y una profundidad de 20.32 milímetros de profundidad. Estas medidas se tomaron con respecto a la altura de la mesa de la estación de pruebas. En la figura 4a se observa el diseño de la estructura fabricada en el centro de maquinado CNC, y en la figura 4b se muestra cómo se adapta la estructura al mecanismo de posicionamiento de la punta de la estación.

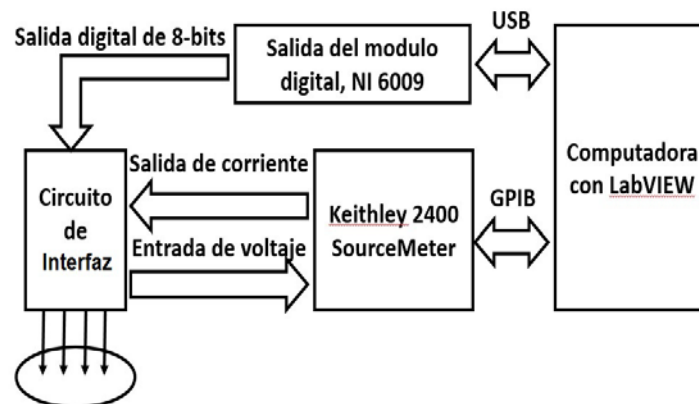


Figura 3 Esquema del sistema de medición combinada de 4-puntas.

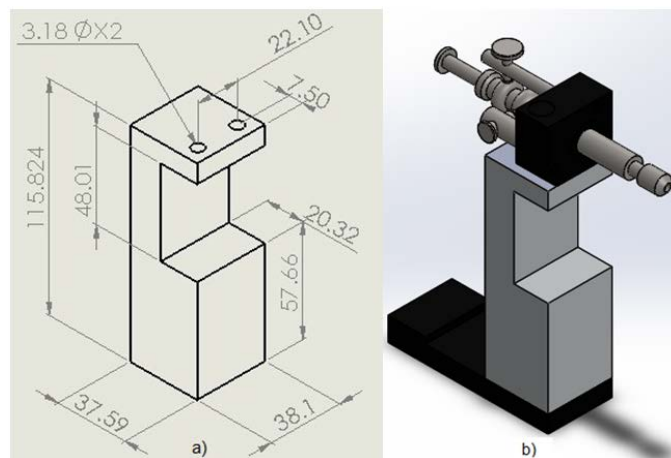


Figura 4 Estructura fabricada para soporte de puntas de medición, estructura ensamblada con el mecanismo de posicionamiento de la punta.

El modelo 2400 de Keithley es un sistema diseñado para poder excitar mediante corriente o voltaje a un dispositivo bajo prueba y posteriormente poder medir su respuesta en corriente o voltaje de manera automatizada mediante algún dispositivo controlador en este caso una PC, por lo cual usaremos en adelante esta definición como (fuente-medidor).

Para el diseño de un sistema fuente-medidor de corriente-voltaje utilizando Keithley 2400 se recurre al manual del mismo equipo para conocer los comandos y su funcionamiento. Los comandos necesarios para el uso del Keithley 2400 para ser utilizado como fuente-medidor observan en la tabla 1.

Tabla 1 Comandos de programación de Keithley 2400.

N°	Acción	Comandos	Comentarios
1	Selección de medidor; función de fuente	:SOUR:FUNC CURR  :SOUR:CURR:MODE:FIXED	Función fuente de corriente  Configura modo fuente corriente
2	Selección de fuente y compliancia	:SENS:FUNC "VOLT"  :SOUR:CURR:RANG MIN :SOUR:CURR:LEV 0	Medición de voltaje  Rango mínimo de fuente
3	Selección de medición de rango de voltaje	:SENS:VOLT:PROT 25  :SENS:VOLT:RANG 20  :FORM:ELEM:VOLT	Nivel de fuente Selección de compliancia 25V Rango de voltaje 20V  Lectura solo de voltaje
4	Encender salida	:OUTP ON	Salida encendida antes de medir
5	Leer datos	:READ?	Disparo, obtención de lectura
6	Apagar salida	:OUTP OFF	Salida apagada después de medir

Para realizar correctamente el método Rymaszewski, se adapta un código para automatizar la medición para una primera configuración como se menciona en el apartado *Principio de funcionamiento*. El circuito multiplexa las puntas para que ahora la corriente entre por 1 y salga por 2, mientras la medición de voltaje se realiza entre 3 y 4. La función de multiplexar las puntas con la que cuenta el



circuito integrado CD4052 se realiza mediante la tarjeta de National Instruments modelo 6009, en la cual se envían 6 señales digitales codificadas para cada una de las configuraciones. Se crea un código que realiza la función de incrementos iguales de corriente, desde un punto inicial a un punto final especificados, leyendo en cada uno de ellos el voltaje medido para cada muestra. Posteriormente, los resultados son procesados como se indica en la ecuación 1 y ecuación 2, figura 5.

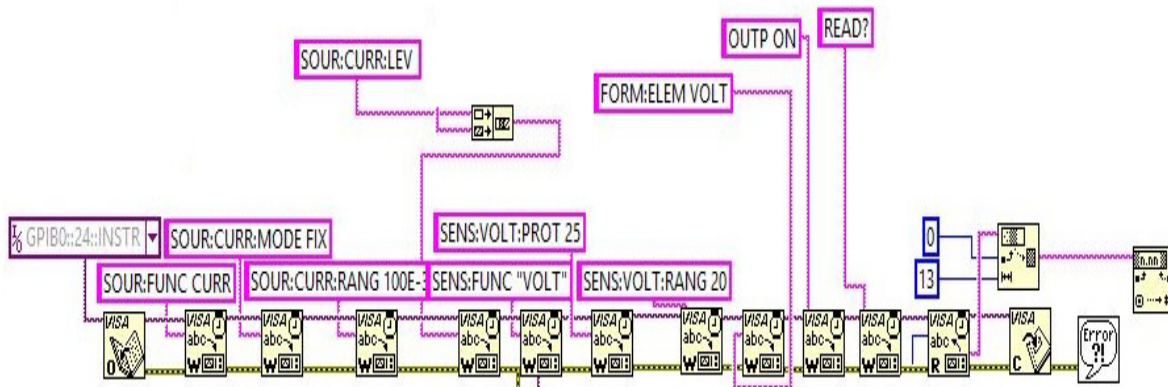


Figura 5 Código de LabVIEW, código en lenguaje para realizar un fuente-medidor.

En la figura 6 se tiene una representación del panel de control de LabVIEW. En él se especifican las condiciones para la inyección de corriente en la muestra para medir el voltaje y obtener curvas I-V y posteriormente obtener la resistividad del material.

La figura 7 muestra los resultados de resistividad para CdS, PbS y ZnO.

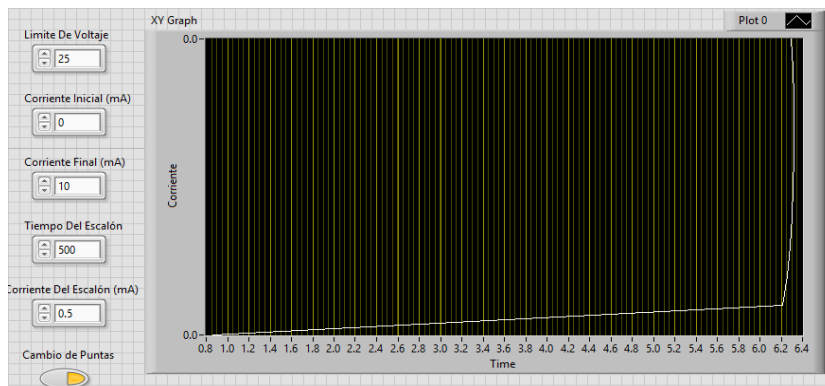


Figura 6 Panel de control LabVIEW con especificaciones voltaje y corriente para sistema

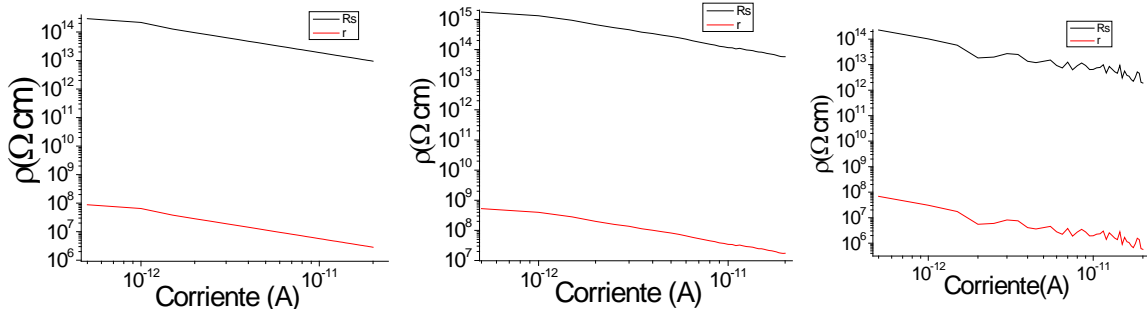


Figura 7 Comparación de resultados de resistividad ( $\rho$ ) muestras: CdS, PbS y ZnO.

#### 4. Discusión

Tres diferentes muestras se someten a medición en el sistema propuesto. La tabla 2 muestra la información obtenida de las tres muestras medidas y la tabla 3 resultados de diferentes autores que usaron diferentes síntesis y grosores para los mismos materiales. Se realiza un barrido de corriente de 0 a 20 pA, obteniendo los diferentes voltajes para cada muestra, implementando estos resultados para calcular la resistividad a partir de la ecuación 1 y ecuación 2. Se observa que los comportamientos de las mediciones de resistividad de las tres muestras presentan leves fluctuaciones y cambios poco representativos en comparación, así como también se tienen rangos de medición en el orden de  $10^6 \Omega \cdot \text{cm}$  con el sistema aquí desarrollado, \*Chemical Spray Pyrolysis (CSP).

Tabla 2 Información de las muestras de películas delgada de CdS, PbS y ZnO.

Muestras propias			
Muestra	Síntesis	Grosor (nm)	Resistividad promedio ( $\Omega \cdot \text{cm}$ )
CdS	CBD	300	$11.8 \times 10^6$
PbS	CBD	300	$7.7 \times 10^6$
ZnO	ALD	50	$5.3 \times 10^6$

Tabla 3 Muestras de película delgada de CdS, PbS y ZnO encontradas en la literatura.

Otros autores		
Síntesis	Grosor	Resistividad promedio ( $\Omega \cdot \text{cm}$ )
CSP*	---	Rango de $10^3$ y $10^5$ [Santiago, 2008]
CSP	300nm	$1.1 \times 10^3$ [Ghaffar, 2015]
PEALD	23nm	$5.9 \times 10^3$ [Jian, 2013]

## 5. Conclusiones

Se desarrolló un sistema automatizado de la técnica de 4 puntas (Four-Point Probe) por medio de software para hacer medidas de resistividad en semiconductores. En conjunto con la técnica de cuatro puntas se usa el método de Rymaszewski para eliminar dependencias geométricas de las muestras y sólo tomar en cuenta el posicionamiento de las puntas. El valor del factor de corrección  $F$  de la ecuación 1 está relacionado con la tasa entre el grosor de la película y el espaciamiento entre las puntas. Cuando la tasa es menos que 0.6 entonces  $F=1$ . Por facilidad de cálculos y métricas se toma el factor de corrección  $F$  igual a 1. Los resultados obtenidos de resistividad de las mediciones son  $11.8 \times 10^6$ ,  $7.7 \times 10^6$  y  $5.3 \times 10^6 \Omega \cdot \text{cm}$ .

Se observa que en promedio la resistividad de la muestra de ZnO es menor en comparación a las otras muestras, esto es debido a que el grosor es un factor clave en la ecuación 1, esperando entonces mayor resistividad en películas gruesas.

Se comparan los resultados obtenidos con resultados de diferentes trabajos los cuales muestran relativa diferencia debido a las diferentes técnicas de síntesis de películas delgadas usadas y distintos grosores. Sin embargo, el comportamiento de resistividad es similar en todos los casos.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Ghaffar Faraj M., Effect of Thickness on the Structural and Electrical Properties of Spray Pyrolysed Lead Sulfide Thin Films. *American Journal of Condensed Matter Physics*, 2015.
- [2] Haibin Pan, Jianning Ding, et.al., Design of thin film resistivity measurements system based on virtual instrumentation technology. *Journal of Jiangsu University, Natural science edition*, 2010.
- [3] Haibin Pan, Boquan Li, et.al., Design, Implementation, and Assessment of a High-precision and Automation Measurement System for Thin Film Resistivity. *Department of Measurement and Control Technology*, 2010.

- [4] Dieter K. Schroder, *Semiconductor Material and Device Characterization*. Wiley IEEE Press, 2006.
- [5] Jian Zhang, Hui Yang, Qi-long Zhang, Shurong Dong, J.K. Luo, *Structural, optical, electrical and resistive switching properties of ZnO thin films deposited by thermal and plasma-enhanced atomic layer deposition*. ELSIEVER, 2013.
- [6] Rymaszewski R., Relationship between the correction factor of the four-point probe value and the selection of potential and current electrodes. *Journal of Scientific Instruments*, Vol. 2, 1969.
- [7] Santiago Tepantlán C., Structural, optical and electrical properties of CdS thin films obtained by spray pyrolysis. *Revista Mexicana de física*, Vol. 2, 2008.
- [8] Measuring the Resistivity and Determining the Conductivity Type of Semiconductor Materials Using a Four-Point Collinear Probe and the Model 6221 DC and AC Current Source: [www.keithley.com](http://www.keithley.com).

# COMPARACIÓN DE TARJETAS ARDUINO UNO ORIGINALES Y CLONES COMO INSTRUMENTO DE MEDICIÓN

***Miguel Angel Bañuelos Saucedo***

Universidad Nacional Autónoma de México

*miguel.banuelos@ccadet.unam.mx*

## **Resumen**

La tarjeta Arduino UNO es una opción económica de uso muy difundido entre aficionados y expertos en electrónica. Una de sus principales aplicaciones es la de realizar mediciones de variables físicas, utilizando la gran cantidad de sensores analógicos disponibles para esta plataforma. En el mercado se consiguen versiones originales, y clones de la tarjeta Arduino. Este trabajo compara ambos tipos, primero evaluando los niveles de ruido presentes al utilizar como fuente de alimentación el puerto USB de una computadora portátil. Posteriormente, se compara la estabilidad de la salida del convertidor-analógico digital ante una entrada constante, utilizando la referencia de voltaje propia de la tarjeta y una referencia externa de 4.096 V. Finalmente se analiza la operación del convertidor, con su referencia de voltaje, cuando se alimenta la tarjeta con una pila de respaldo de celular, y una batería alcalina de 9 V. Los resultados muestran que no existen diferencias fuera de las especificaciones, entre mediciones realizadas con tarjetas originales y clones.

**Palabras Claves:** Arduino UNO, conversión analógica-digital, instrumentación electrónica.

## **1. Introducción**

En el mercado hay una gran variedad de tarjetas de desarrollo basadas en microcontrolador, dentro de ese conjunto, las tarjetas Arduino han crecido en popularidad debido a que el hardware es de diseño abierto, y cuentan con

herramientas de programación de uso libre compatible con los sistemas operativos Windows, Linux y Mac OS X. Existen diferentes modelos de tarjeta Arduino, los cuales están basados en diferentes procesadores, y por lo tanto, cuentan con diferentes capacidades de cómputo y de dispositivos periféricos; sin embargo, todos ellos son programables con el mismo lenguaje y ambiente de desarrollo. Una de las tarjetas más populares es la Arduino UNO, debido a su bajo costo. Las tarjetas Arduino cuentan con un arreglo de conectores que se han convertido en un estándar en la industria. Varias compañías han desarrollado módulos de expansión compatibles con estos conectores, y la popularidad de la familia ha hecho que tarjetas de desarrollo de otras arquitecturas también cuenten con módulos compatibles con Arduino. El éxito comercial de la arquitectura Arduino ha hecho que varios fabricantes hayan desarrollado copias compatibles (clones), que se comercializan a precios inferiores al modelo original. Existen varias tarjetas clones, de procedencia mayormente china, donde el fabricante no está especificado, y diversos modelos que utilizan sus propios nombres comerciales, pero que son funcionalmente compatibles con la tarjeta Arduino UNO, tales como: Diavolino, Freeduino, Nanode, Freakduino-Chibi, Illuminato, Boarduino, Geekcreit UNO, Sparkfun RedBoard, RobotDyn UNO, etc [Addicore, 2017], [Geekcriet, 2017], [Torrone, 2012].

Una de las consecuencias más importantes de la popularidad de la plataforma Arduino es que la comunidad de desarrolladores ha elaborado docenas de bibliotecas, que facilitan la utilización de una gran variedad de sensores. Es por ello que resulta atractivo utilizar una tarjeta Arduino para desarrollar un sistema de medición, y el presente trabajo se centra en la evaluación de la tarjeta Arduino UNO original y una versión clon, como un sistema de medición de una señal analógica.

La tarjeta Arduino UNO está basada en un microcontrolador de 8-bits ATmega328 de Atmel, el cual cuenta con 32 kB de memoria Flash, 2 kB de memoria SRAM, 1 kB de memoria EEPROM, 14 líneas de entrada/salida, y opera con un reloj de 16 MHz [Arduino, 2017a]. También cuenta con un convertidor analógico-digital de 10 bits con 6 canales de entrada. Este convertidor es la base del proceso de medición

de todos los sensores que producen una señal analógica. La conversión a 10 bits significa que se cuenta con 1024 niveles de cuantización, lo que podemos aproximar a una medición de una parte en mil. Esta resolución puede ser útil para muchos sistemas, por ejemplo, para la medición de temperatura y humedad ambiente.

## 2. Métodos

Dada la existencia en el mercado de versiones originales y clones de la tarjeta Arduino UNO (figura 1), se decidió evaluar el desempeño de ambas, en diferentes condiciones de operación y utilizando diferentes suministros de energía. Para la comparación se utilizan dos tarjetas Arduino originales y dos clones.

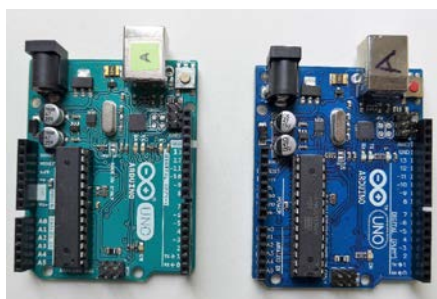


Figura 1 Tarjeta Arduino UNO original (a la izquierda) y clon (a la derecha).

La tarjeta Arduino UNO se basa en el microcontrolador Atmel ATmega328P. Su convertidor analógico digital (CAD) cuenta con una terminal independiente para suministro de voltaje de alimentación ( $AV_{CC}$ ). Por omisión, el voltaje de referencia para el CAD se toma de la terminal  $AV_{CC}$ , y en el caso de la tarjeta Arduino UNO, dicha terminal está conectada directamente a la alimentación de +5 V [Arduino, 2017b]. La tarjeta puede obtener los 5 V de alimentación a través de la conexión USB, o mediante un conector para eliminador de baterías, que acepta voltajes de 7 a 12 VCD y que utiliza un regulador de voltaje lineal para producir +5 V. Por lo anterior, existe una clara dependencia entre el voltaje de alimentación de la tarjeta y la operación del CAD, ya que dicho voltaje puede contener un nivel de ruido suficiente para afectar el proceso de cuantización.

Para evaluar la influencia del voltaje de suministro en la operación del CAD, se midió el nivel de ruido presente en las conexiones de alimentación de las tarjetas Arduino UNO, tanto originales como clones, cuando éstas eran alimentadas mediante una conexión USB a un puerto de una computadora portátil (Lenovo ideapad 510S). Este tipo de computadoras utiliza una fuente conmutada para la generación del voltaje de 5 V, por lo que no es una fuente de bajo nivel de ruido. Para las mediciones se empleó un multímetro de banco GW Instek modelo GDM-8351, que en su escala de 10 V cuenta con una resolución de 100  $\mu\text{V}$ , una exactitud de 0.012 % +5 dígitos y una impedancia de entrada de 11.1 M $\Omega$ . Para esta prueba se cargó en el Arduino un programa vacío, lo que evita cambios en el consumo de corriente del microcontrolador. La medición se realizó utilizando cable coaxial para reducir el acoplamiento de ruido y en un área libre de tráfico de personas, para evitar que la electricidad estática de personas moviéndose en las proximidades de las tarjetas pudiera afectar los registros.

Posteriormente, para evaluar el desempeño del convertidor analógico-digital de la tarjeta, se suministró una señal de corriente directa constante al canal A0. Esta señal fue generada mediante un divisor de voltaje resistivo, a partir del voltaje de alimentación de la tarjeta Arduino, figura 2.

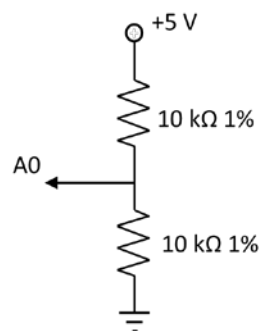


Figura 2 Divisor resistivo.

Se considera que el divisor resistivo presenta un caso general, ya que el voltaje que produce queda sujeto a las variaciones de la fuente de alimentación, lo cual suele ocurrir con algunos sensores analógicos, por ejemplo, termistores, fotoresistencias, etc. En el divisor se utilizan resistencias de 10 k $\Omega$ , de película



metalizada y 1% de tolerancia. Este tipo de resistencias tienen una menor deriva térmica, con relación a las resistencias de carbón. Las mediciones se realizaron en un ambiente estable térmicamente, donde la temperatura no cambió más de 0.5 °C. Las resistencias utilizadas tienen una deriva térmica de 100 ppm/°C; sin embargo, su cercanía física permite considerar que se encuentran a la misma temperatura, por lo que las variaciones de voltaje en la terminal A0 debidas a los cambios de temperatura mencionados se vuelven indetectables en la escala a la que fueron realizadas las mediciones. Se selecciona el valor de 10 kΩ, para no producir un exceso de carga de corriente sobre la fuente y no contribuir mediante efecto Joule a su calentamiento.

Se evaluaron dos casos donde la tarjeta se alimenta mediante conexión USB a la computadora portátil, primero utilizando la referencia de voltaje de la tarjeta (5 V), y luego una referencia externa de 4.096 V (el circuito integrado MCP1541). También se consideró el caso en el que el divisor resistivo se encontraba 15 cm alejado de la tarjeta, pero utilizando la referencia de la tarjeta (5 V). Finalmente, se comparan los resultados que entrega el CAD al utilizar la referencia de la tarjeta, pero usando como alimentación la pila de respaldo de teléfono celular y la batería de 9 V. La pila de respaldo para teléfono celular es una opción útil en los casos en que se quiere realizar alguna medición sin depender de la conexión a una computadora. Por otro lado, una batería de 9 V constituye una fuente de voltaje de bajo nivel de ruido. El análisis consistió en adquirir conjuntos de 500 o 1000 datos, y mostrar el histograma resultante. Como el voltaje que se aplica es constante, se espera que el resultado que entrega el CAD también lo sea. Mientras mayor sea el número de datos que se desvían de la moda estadística, menor será la confiabilidad de la medición.

### **3. Resultados**

La primera prueba consistió en medir el voltaje de operación de la tarjeta Arduino mientras era alimentada por la computadora portátil (Lenovo ideapad 510S). Se tomaron 1000 registros para cuatro tarjetas distintas, dos tarjetas originales y dos tarjetas clones. Los registros se realizaron mediante un multímetro

GW Instek, modelo GDM-8351 (figura 3). La toma de datos se automatizó utilizando el software proporcionado por el fabricante. Los resultados se muestran en la tabla 1.

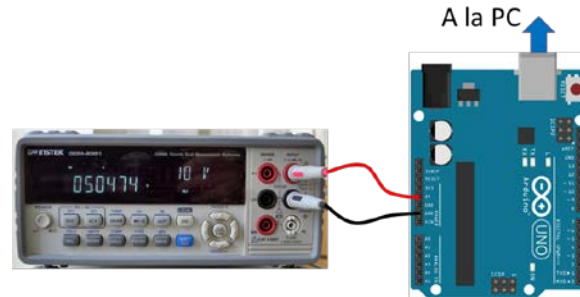


Figura 3 Evaluación del voltaje de alimentación proporcionado mediante la conexión USB con una computadora portátil.

Tabla 1 Parámetros de operación de la fuente de una tarjeta Arduino UNO.

Parámetro	Tarjeta Arduino UNO			
	Original A	Original B	Clon A	Clon B
Media	5.048196	5.0403232	5.0441606	5.0406187
$\sigma$	0.000181	0.0001726	0.0001118	0.0003898
máx	5.0494	5.0409	5.0445	5.0436
mín	5.048	5.0401	5.0439	5.0395
SNR <sub>dB</sub>	88.92	89.31	93.08	82.23

El multímetro entrega datos con 4 decimales, por lo que los valores promedio observados en la tabla no deben considerarse con una precisión mayor; sin embargo, se anotan con 7 decimales, pues es el valor que se utilizó para el resto de los cálculos. Para las cuatro tarjetas el voltaje de alimentación es el mismo, pero se observan pequeñas variaciones entre cada una de las tarjetas. Esto se explica porque las mediciones se realizan mientras la tarjeta está operando, por lo tanto, la influencia de la calidad de los componentes y su montaje afecta el voltaje de la fuente. En todos los casos, la variación entre los valores mínimos y máximo del voltaje de alimentación es menor a 1 mV. Dado que la resolución del convertidor analógico-digital es de 5 mV, estas variaciones son inferiores al error de cuantización del convertidor de 10 bits. Adicionalmente se determina la relación

señal-a-ruido (SNR, *signal-to-noise ratio*) como parámetro de comparación. En este caso, las tarjetas originales presentan un valor muy similar y cercano a los 89 dB, mientras que las versiones clones tienen una mayor variabilidad, que oscila de 82 a 93 dB. La SNR fue calculada utilizando ecuación 1.

$$SNR = 20 \log_{10} \frac{\mu}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \mu)^2}} \quad (1)$$

Donde  $\mu$  es la media del conjunto de datos y  $N$  es el número de datos.

Se ha establecido que las variaciones en el voltaje de la fuente de alimentación (proveniente de una conexión USB a una computadora personal) son menores a la resolución del CAD. Ahora se realizará una serie de pruebas aplicando un voltaje constante a la entrada del CAD y registrando la variabilidad del resultado de la conversión. Para ello se utiliza el circuito divisor de voltaje de la figura 2, conectado al canal A0. Se obtuvieron 1000 lecturas del CAD de cada una de las tarjetas y los histogramas resultantes se muestran en la figura 4. A todas las tarjetas se les conectó el mismo divisor de voltaje, mediante una tarjeta de expansión (*shield*) que se muestra en la figura 5. Esta tarjeta fue elaborada por el autor, a partir de una tarjeta comercial PCB de prototipaje (Prototype shield V.5). Se realizó un programa que toma mil muestras y las envía por el puerto serial, donde pueden registrarse mediante un programa de terminal serial. Todas las tarjetas, salvo la original B, proporcionan una conversión perfecta, es decir, entregan todas las veces el mismo dato. Estos resultados están dentro de las especificaciones que da el fabricante para el error en el convertidor analógico-digital, que es de  $\pm 2$  cuentas.

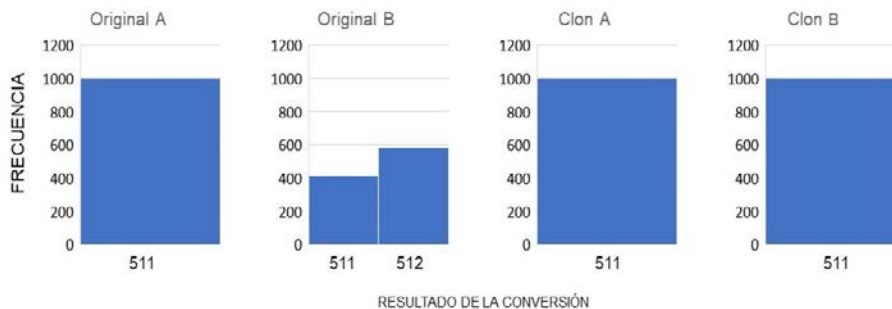


Figura 4 Valores que produce el convertidor A/D, cuando la tarjeta Arduino se alimenta mediante una conexión USB con una computadora portátil.

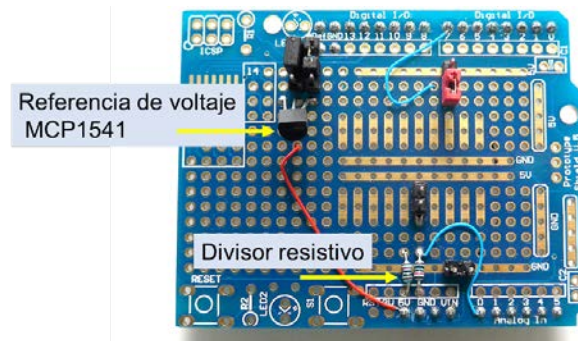


Figura 5 Tarjeta de expansión para evaluar conversión analógico-digital, tarjetas Arduino.

En muchas situaciones se recomienda conectar una referencia de voltaje externa, que puede presentar una mayor exactitud inicial, un menor corrimiento térmico y menor dependencia del voltaje de suministro. Se procedió a conectar una referencia de voltaje externa MCP1541 de 4.096 V [Microchip, 2012], y los resultados se presentan en la figura 6. Contrario a lo que se podría esperar, la precisión del resultado de conversión a disminuido. Esto se puede atribuir a la ubicación de la referencia de voltaje. Las tarjetas Arduino tienen conexiones para la utilización de una referencia externa, pero está unos 4 cm alejada de los pines correspondientes del microcontrolador, lo cual posibilita el acoplamiento de ruido [Arduino, 2017b]. Por otro lado, el divisor resistivo que está montado en la tarjeta de expansión se ubica en la posición más próxima posible a las líneas de alimentación y al convertidor A/D. Estos resultados sugieren que no es adecuado conectar una referencia de voltaje externa a la tarjeta Arduino UNO.

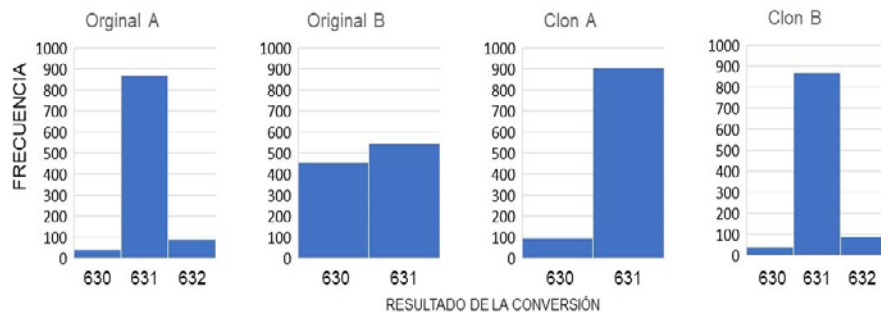


Figura 6 Comparación de los valores que produce el convertidor A/D cuando se utiliza una referencia de voltaje externa de 4.094 V y alimentación mediante conexión USB a una computadora portátil.

Como comparación, se conectó un divisor resistivo idéntico, en una tarjeta protoboard externa, y se conectó a la tarjeta Arduino mediante cables de 15 cm de longitud. En este caso, el acoplamiento de ruido produce una reducción en la precisión de la conversión según se muestran en la figura 7.

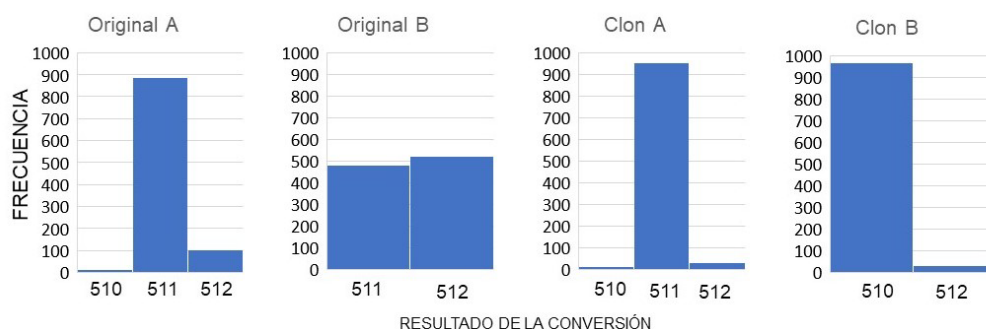


Figura 7 Comparación de los valores que produce el convertidor A/D cuando se utiliza una referencia de voltaje interna y un divisor resistivo a 15 cm de la tarjeta Arduino. Alimentación mediante conexión USB a una computadora portátil.

En algunas ocasiones se desea operar la tarjeta Arduino sin estar conectada a una computadora. Una opción es utilizar como fuente de energía una pila de respaldo de un teléfono celular. Si la pila de respaldo se conecta al puerto USB de la tarjeta Arduino, entonces no podrán enviarse los datos utilizando este puerto. Para evitar este inconveniente se desarrolló un programa que graba los datos en la memoria EEPROM del microcontrolador. La tarjeta Arduino UNO solo tiene 1 kB de memoria EEPROM, por lo que únicamente se pueden registrar 500 datos de 10 bits cada uno. Una vez grabados, otra sección del programa permite su envío por el puerto serial para su registro en un archivo de datos. Los resultados de la utilización de la pila de respaldo se muestran en la figura 8. Se observa que la precisión ha disminuido, lo cual se debe a que la pila de celular entrega un nivel de voltaje con mayor ruido. La pila de respaldo está constituida por batería de litio de 3.7 V y una fuente conmutada para producir los 5 V, figura 9.

Para evitar el ruido de la pila de respaldo, ésta se reemplazó por una pila alcalina de 9 V, la cual se conecta al regulador de voltaje lineal de la tarjeta Arduino. Al no tener una fuente conmutada, el ruido disminuye considerablemente y los resultados se presentan en la figura 10. Se observa un valor de conversión

constante para las tarjetas original A y las dos clones. Por otro lado, la tarjeta original B parece haber mejorado su desempeño con respecto al que presentó al ser alimentada mediante la conexión USB con una computadora (figura 4), dado que presenta una menor frecuencia de lecturas fuera del valor esperado de 511. Se podría decir que las tarjetas clones funcionan mejor que las originales, pero el número de tarjetas probadas no es suficiente para generalizar los resultados.

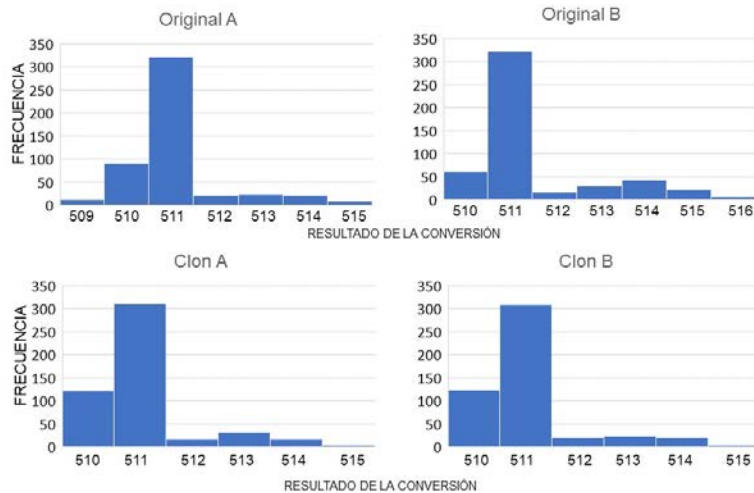


Figura 8 Comparación de los valores que produce el convertidor A/D cuando se utiliza una referencia de voltaje interna y se alimenta la tarjeta mediante una pila de respaldo de celular.



Figura 9 Interior de una pila de respaldo de teléfono celular.

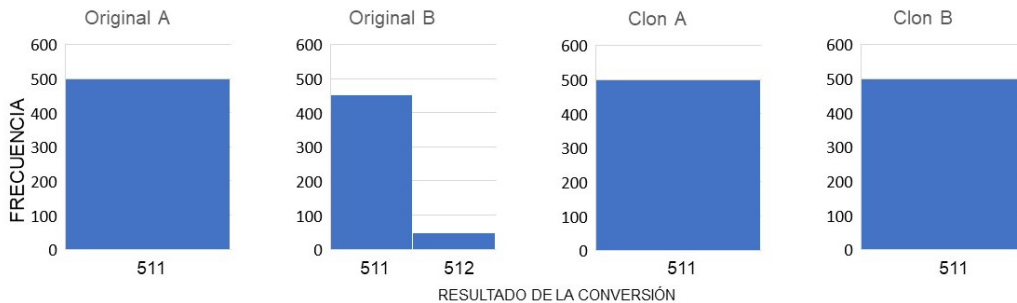


Figura 10 Comparación de los valores que produce el convertidor A/D cuando se utiliza una referencia de voltaje interna y se alimenta mediante una pila de 9 V.

## **4. Discusión**

La tarjeta Arduino se ha convertido en una herramienta muy útil tanto para aficionados como para expertos en electrónica. La gran variedad de dispositivos, módulos y bibliotecas disponibles han contribuido a su popularidad. Resulta entonces muy sencillo crear un instrumento de medición basado en dicha tarjeta. Cuando se conecta un sensor analógico, el desempeño está limitado por las características del convertidor digital-analógico interno del microcontrolador, pero también se ve influenciado por factores externos.

Se han evaluado tarjetas originales y versión clon sin encontrar diferencias significativas. En la muestra que se tomó, realizando pruebas de medición de un divisor de voltaje conectado de forma próxima a la entrada del convertidor analógico-digital, las tarjetas originales y clones tuvieron un desempeño dentro de las especificaciones. Se encontró que la calidad de la medición disminuye si se aleja el sensor, puesto que los cables de conexión actúan como antenas donde se puede acoplar el ruido. Lo mismo ocurre si la tarjeta se alimenta mediante una pila de respaldo de teléfono celular, si esta contiene un convertidor de voltaje CD-CD. El uso de una referencia de voltaje externa no presentó una ventaja en la medición, debido a que su posición no es óptima dentro del conjunto de conectores de la tarjeta.

Finalmente, el mejor desempeño se obtiene cuando se siguen las recomendaciones generales de un sistema de instrumentación, es decir, mantener las conexiones cortas, utilizar una fuente de voltaje con poco ruido, etc.

## **5. Conclusiones**

La tarjeta Arduino UNO es un dispositivo económico que se puede utilizar para desarrollar un sistema de medición de manera sencilla. En el mercado existen versiones clones de la tarjeta que pueden costar entre 30% y 50% del costo de la tarjeta original que fue desarrollada en Italia. Para analizar las tarjetas originales y clones se realizaron conjuntos de 500 o 1000 muestras, del voltaje en un divisor resistivo, mientras las tarjetas eran alimentadas con una conexión USB a una computadora portátil, una pila de respaldo de teléfono celular o una pila de 9 V.

También se hicieron algunas pruebas utilizando un circuito integrado como referencia de voltaje externa de 4.096 V. Las pruebas no mostraron ninguna diferencia de precisión entre ambas versiones, que cayera fuera de las especificaciones del convertidor analógico-digital.

Muchos aficionados a la electrónica hacen uso de estas tarjetas; sin embargo, para aprovechar al máximo sus capacidades, es necesario subrayar la importancia de seguir algunas recomendaciones básicas de la instrumentación electrónica: se deben mantener conexiones cortas o blindadas y una fuente de alimentación estable. Se encontró que el uso de una referencia de voltaje externa, también recomendado usualmente, parece no representar una mejora en el desempeño de estas tarjetas.

Los errores en el resultado de la conversión analógica-digital fueron el principal objetivo de este trabajo; sin embargo, otras características que se pueden evaluar en el futuro son el cruce de señales (*crosstalking*) y la velocidad máxima de muestreo.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Addicore, UNO R3 ATmega328P (RobotDyn UNO), agosto 2017: <https://www.addicore.com/Black-UNO-R3-p/ad308.htm>.
- [2] Arduino, Arduino UNO & Genuino UNO, 2017: <https://www.arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardUno>, junio 2017.
- [3] Arduino, Arduino UNO Reference Design: <https://www.arduino.cc/en/uploads/Main/arduino-uno-schematic.pdf>, junio 2017.
- [4] Geekcriet, Geekcreit® UNO: <http://www.geekcreit.com>, agosto 2017.
- [5] Microchip, MCP1525/41 2.5V and 4.096 Voltage References, 2017, <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21653C.pdf>, junio 2017.
- [6] Sparkfun, SparkFun ReadBoard, 2017: <https://www.sparkfun.com/products/13975>. agosto 2017.
- [7] Torrone, P., Top 10 Arduino-compatibles: <http://makezine.com/2012/04/24/soapbox-my-top-10-favorite-arduino-compatible-clones-and-derivatives/>.



# ANÁLISIS DE RENDIMIENTO DE LA PC ODROID C2 PARA SU USO EN ESQUEMAS DE CIUDADES INTELIGENTES

***Ernesto Bardales Hernández***

Universidad Autónoma del Estado de México

*ebardalesh.7@gmail.com*

***Saúl Lazcano Salas***

Universidad Autónoma del Estado de México

*slazcanos@uaemex.mx*

## **Resumen**

Dentro de las llamadas ciudades inteligentes, las redes de sensores para el monitoreo de diversas métricas como calidad del aire, densidad vehicular, entre otros, cobran particular importancia por la información que proporcionan. Estas redes envían sus datos a un punto central de procesamiento para su análisis e interpretación; sin embargo, en muchas ocasiones el envío de estos datos se realiza a través de canales de comunicaciones poco seguros y con baja relación de señal a ruido (*signal-to-noise-ratio*, *SNR*), tales como canales inalámbricos. En el presente trabajo, se propone el uso de la PC Odroid C2 como herramienta para implementar un codificador de convolución como esquema de codificación de canal que permita que los datos transmitidos sean menos susceptibles al ruido, así como para otro tipo de procesos relacionados con el área. Se estudia de la misma forma una tecnología similar: la PC Raspberry Pi versión 3, anexando pruebas de benchmarking de ambas PC.

**Palabras Clave:** Arduino UNO, ciudades inteligentes, codificación de canal, código de convolución, Odroid C2, Raspberry Pi, redes de sensores.

## **Abstract**

*Within the so-called intelligent cities, networks of sensors for the monitoring of various metrics such as air quality, vehicular density, and others, are*

*particularly important because of the information they provide. These networks send their data to a central processing point for analysis and interpretation; However, this data is often sent through unsafe and low signal-to-noise-ratio (SNR) communications channels, such as wireless channels. In the present work, it is proposed to use the PC Odroid C2 as a tool to implement a convolution encoder as a channel coding scheme that allows the transmitted data to be less susceptible to noise, as well as to other types of processes related to the area. A similar technology is studied in the same way: PC Raspberry Pi version 3, appending benchmarking tests to both PC.*

**Keywords:** *Arduino UNO, Channel encoding, Convolution codes, Odroid C2, Raspberry Pi, Sensor Networks, Smart Cities.*

## **1. Introducción**

El crecimiento de las grandes urbes conlleva una problemática compleja en diversos ámbitos como salud, transporte, trabajo y servicios. El garantizar calidad de vida y sustentabilidad de manera simultánea implica retos cuya solución no es única. En este contexto, una alternativa que ha cobrado particular fuerza en la última década es el llamado paradigma de las ciudades inteligentes, que en esencia, se puede describir como un gran sistema compuesto por pequeños subsistemas, cada uno de los cuales es responsable de una tarea en particular [Movuna, 2016]. El objetivo en una ciudad inteligente es lograr una mejora en la calidad de vida de las personas tomando como punto de partida el uso inteligente, inclusivo y de manera sustentable de las tecnologías de la información [Arroub, 2016].

Dentro de la infraestructura para las ciudades inteligentes, destaca el uso de las tecnologías de la información como apoyo a tareas de monitoreo automatizado en cámaras, sistemas GPS, sensores de camino (detección de baches y objetos) entre otros. Este monitoreo se hace por lo general con apoyo de redes de sensores, que recaban la información deseada y la transmiten a un punto de control para su análisis y toma de decisiones correspondiente [Arroub, 2016], [Benamrou, 2016].

La transmisión de datos puede llevarse a cabo aprovechando la infraestructura existente, como la red eléctrica o empleando canales inalámbricos. Sin embargo, tanto la red eléctrica como los canales inalámbricos presentan el inconveniente de ser canales con una figura de ruido muy agresiva [Tseng, 2014], [Lui, 2014] y en consecuencia, la calidad de los datos en el extremo receptor se puede ver seriamente comprometida en caso de no tener un esquema de codificación de canal adecuado.

En este sentido, desde la publicación del trabajo de Claude E. Shannon en 1948 [Shannon, 1948] hasta la actualidad, se ha realizado un gran esfuerzo en buscar esquemas de codificación de canal que permitan acercarse al límite teórico establecido en dicho trabajo. Uno de los esquemas de codificación de amplia implementación en diversos sistemas son los códigos de convolución [Morelos, 2006], predecesores de los turbo códigos los cuales junto a los códigos LDPC (de sus siglas en inglés Low Density Parity Check), presentan un desempeño muy cercano al límite de Shannon.

Existen algunas herramientas tecnológicas de bajo costo, capaces de realizar tareas requeridas por los esquemas de ciudades inteligentes. Un ejemplo de ellas son las PC de placa reducida con arquitectura ARM.

Las PC analizadas en este trabajo son: la PC Raspberry Pi versión 3, de la cual se han realizado diversos trabajos; por citar algunos se tiene que [González, 2015] menciona el uso de la PC Raspberry Pi versión 2 como servidor de datos, el cual mediante el uso del microcontrolador Arduino conectado en el puerto serial USB de la PC, se encarga de hacer lecturas y recolectar información de sensores y actuadores, almacenándolos en una base de datos para futuros análisis.

Otro trabajo al respecto, es el presentado por [Liscano, 2014] el cual propone mejoras al tránsito vehicular mediante una red de dispositivos electrónicos, diseñando variantes en infraestructura de TICS (Tecnológicas de la Información y Comunicación) enfocadas a entornos de ciudades inteligentes, tomando como base de procesamiento el uso de la PC Raspberry Pi versión 2.

Por otra parte, [Solarte, 2017] generan una propuesta basada en una plataforma que recibe información de redes de sensores diversas. El trabajo de dicha

plataforma es homogeneizar la información recibida, procesarla y ponerla a disposición de los usuarios a través de internet, permitiendo de este modo contar con información en tiempo real vinculada con el entorno, como ejemplo la densidad vehicular o el clima.

Por otro lado, se analiza la PC Odroid C2, la cual es otra tecnología con capacidades similares, incluso superiores a la PC Raspberry Pi; ejemplo de estas son: memoria RAM, CPU, compresión de datos, transferencia por el adaptador de red Ethernet, encriptado mediante SSL (por sus siglas en inglés Secure Sockets Layer), y acceso a almacenamiento de disco.

Actualmente la PC Odroid C2 no ha sido utilizada en esquemas de ciudades inteligentes como lo ha sido la Raspberry Pi, sin embargo al contar con características técnicas superiores, puede ser utilizada bajo este tipo de esquemas.

En el presente trabajo, se analiza la factibilidad de emplear la PC Odroid C2 como plataforma base para la implementación de un codificador de canal de convolución el cual se aplica a los datos provenientes de una red de sensores. El objetivo con lo anterior es brindar a dichos datos robustez para ser transmitidos en canales con SNR bajas, como es el caso de un canal inalámbrico. De igual forma, se compara este mismo esquema de codificación de canal con la PC Raspberry Pi versión 3 obteniendo el desempeño de ambas plataformas. Adicionalmente se realizará a ambas PC pruebas de benchmarking en aspectos relacionados a las ciudades inteligentes, para tener de este modo un punto comparativo base.

## 2. Métodos

Para realizar la codificación de canal, se selecciona un codificador de convolución como se define en [Morelos, 2006], con una tasa de codificación de  $R = \frac{1}{2}$  con polinomios generadores definidos por ecuaciones 1 y 2.

$$P_1(x) = x^2 + x + 1 \quad (1)$$

$$P_2(x) = x^2 + 1 \quad (2)$$

El esquema general del codificador se muestra en la figura 1. Se selecciona este codificador de convolución como referencia ya que a partir del mismo se pueden

implementar esquemas más robustos de codificación de canal tales como los turbo códigos [Berrou, 1993].

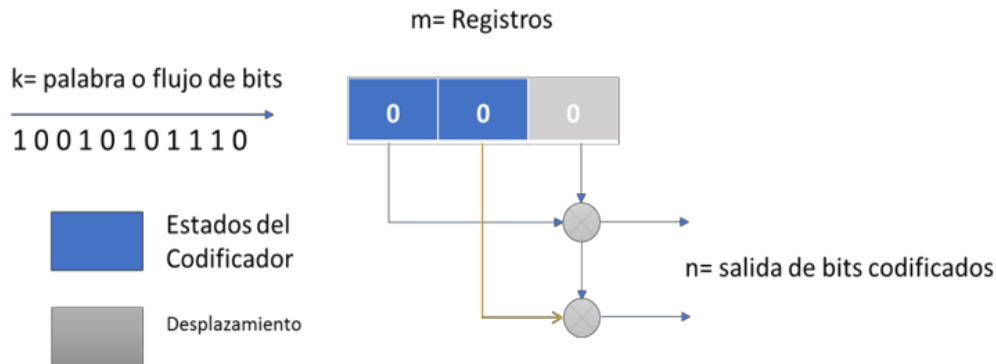


Figura 1 Estructura del codificador convolucional.

El esquema de configuración para pruebas a emplear se muestra en la figura 2.

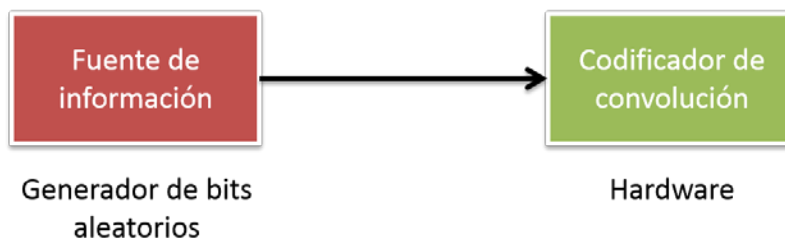


Figura 2 Esquema de transmisión con fuente de información al hardware propuesto.

Como fuente de información se programa un simulador de generador de bits aleatorios a diferentes tasas de transmisión, basado en la plataforma Arduino UNO cuyo algoritmo base se muestra a continuación.

- Inicio
- Iniciando la configuración de transmisión del puerto serial a una tasa de bits determinada.
- Iniciando iteraciones sin fin.
- Imprimiendo en el puerto serial un valor entero aleatorio entre 0 y 1.

Este simulador de generador de bits aleatorios se enlaza al hardware a través del puerto serial de este. La tasa de bits usada se muestra en la tabla 1, es necesario

resaltar que cada valor de bits por segundo correspondiente a la programación de la fuente de información es modificada a diferentes tasas de bits para cada iteración de pruebas.

Tabla 1 Tasas de bits por segundo usadas para el puerto serial del hardware.

Tasa de bits por segundo
1200 bps
2400 bps
4800 bps
9600 bps
19200 bps
38400 bps

Para analizar los niveles de carga de procesamiento del hardware, se somete a pruebas de 4 horas de trabajo continuo con monitoreo cada dos segundos, conforme a las velocidades de transmisión del puerto serial de la tabla 1. El algoritmo para la lectura del bit a ser codificado, se muestra a continuación:

- Inicio
- Iniciar variable identificador del puerto serial y tasa de transmisión
- Iniciando iteraciones sin fin
- Leyendo valor entero del puerto serial mediante variable identificador
- Enviando valor leído al algoritmo del codificador

El diagrama de flujo correspondiente al algoritmo del codificador convolucional de la figura 1 se presenta en la figura 3.

Para analizar la factibilidad de uso de la PC Odroid C2 en un entorno de trabajo real, se analizan tres variables importantes de comportamiento: temperatura, tasa de flujo de bits y porcentaje de carga de CPU. Esta metodología será implementada de la misma forma con la placa Raspberry pi versión 3.

Adicionalmente se usará el software tipo benchmark [Phoronix, 2017] para pruebas a ambas tecnologías, para resaltar las capacidades de la PC Odroid C2 en operaciones a nivel hardware. Los factores sometidos a las pruebas son:

- ✓ Memoria caché
- ✓ Velocidad de RAM
- ✓ Carga de CPU
- ✓ Compresión de datos
- ✓ Algoritmo de encriptado SSL para transporte de datos
- ✓ Velocidad del adaptador de red Ethernet
- ✓ Velocidad de acceso al disco duro

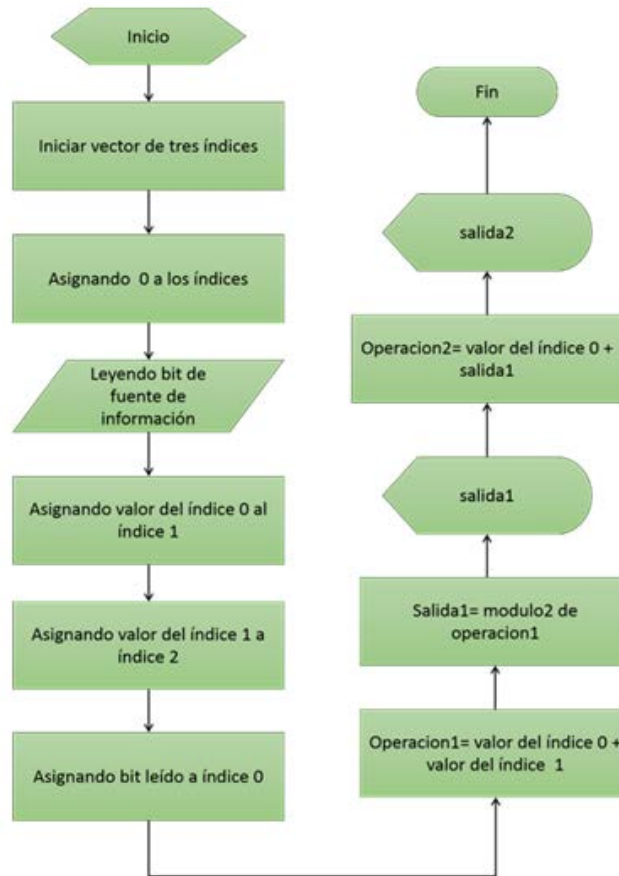


Figura 3 Diagrama de flujo de datos del algoritmo de figura 1.

### 3. Resultados

- De acuerdo con las pruebas realizadas en ambas tecnologías (con las tasas mostradas en la tabla 1) se obtuvieron los resultados que se muestran en la tabla 2 y tabla 3. Cabe mencionar que la información mostrada hace referencia al promedio de los valores generales.

Tabla 2 Carga de CPU promedio del hardware estudiado.

Tasa de bits	%CPU - Raspberry Pi	%CPU - Odroid C2
1200	1.66	1.41
2400	2.96	2.39
4800	5.65	4.55
9600	9.57	8.33
19200	17.11	14.19
38400	17.3	14.3

Tabla 3 Temperatura de la zona térmica promedio del hardware estudiado.

Tasa de bits	C° Raspberry Pi	C° Odroid C2
1200	37	27.86
2400	45.17	41.13
4800	45.2	42.7
9600	46.46	42.13
19200	46.71	43.63
38400	47	43.2

Ambas tecnologías presentan un comportamiento similar, aunque a tasas de bits altas la PC Odroid C2 comienza a despuntar su desempeño contra la PC Raspberry Pi. En la figura 4 se representa la curva de comportamiento de carga de la CPU con respecto a la tasa de bits determinada a ambas PC.

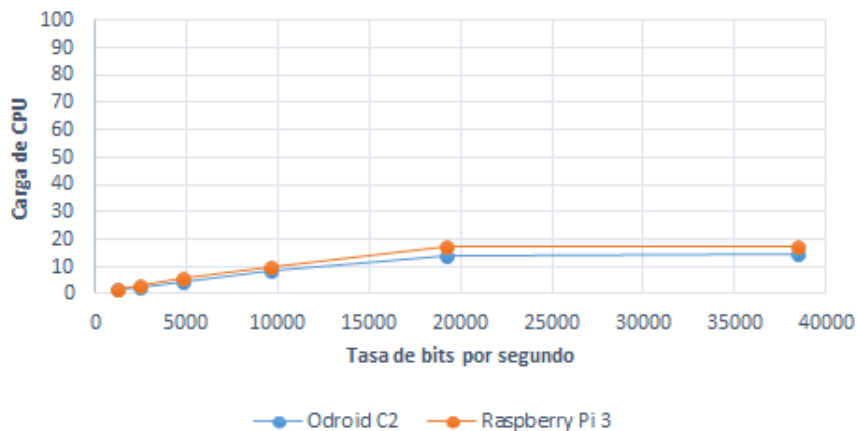


Figura 4 Representación de la carga de CPU con respecto a la tasa suministrada PC.

En la figura 5 se muestra la curva de comportamiento de temperatura de la zona térmica de ambas PC con respecto a la tasa de bits determinada.



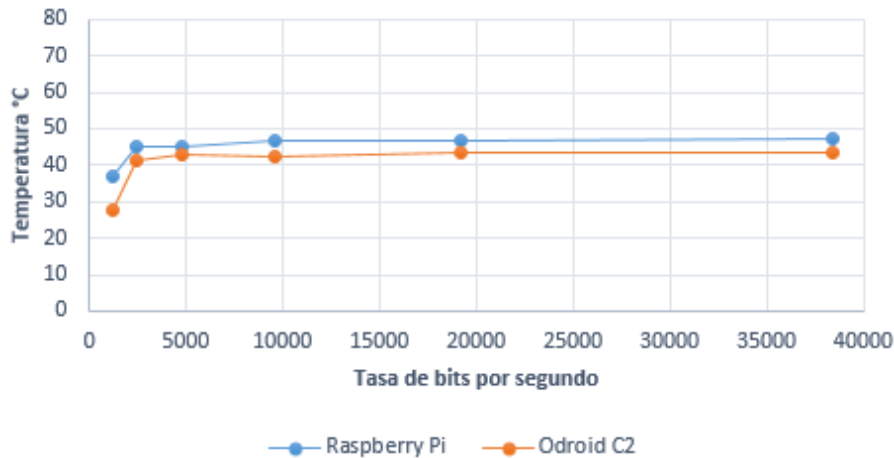


Figura 5 Representación de temperatura con respecto a la tasa suministrada.

- Dentro de las pruebas de benchmarking realizadas a ambas PC, se obtuvieron los siguientes resultados. Cabe mencionar que las pruebas están sostenidas a los tiempos predeterminados asignados por el software:
  - ✓ **Tiempo de compresión** de información con la herramienta Gzip figura 6. La PC Odroid C2 destaca con un mejor desempeño por su rapidez de compresión, ya que PC Raspberry Pi se tomó el doble de tiempo para realizar dicha tarea.

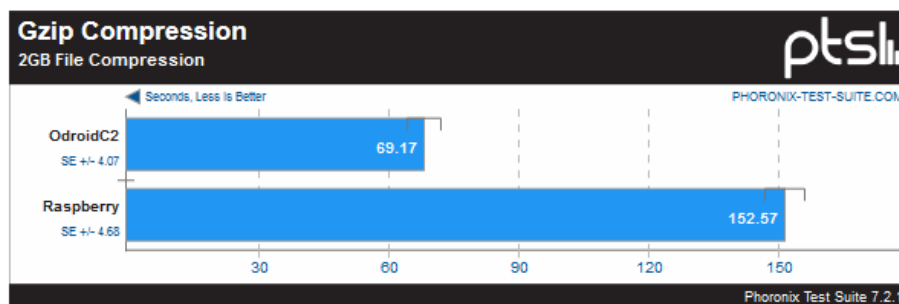


Figura 6 Tiempos de compresión con Raspberry Pi y Odroid C2.

- ✓ **Compresión** de información con la herramienta 7-zip figura 7. En esta prueba se analiza la cantidad de instrucciones por segundo que cada PC puede realizar para una compresión de datos efectiva. La PC Odroid C2 destaca nuevamente al realizar poco más del doble de MIPS (millones de operaciones por segundo).

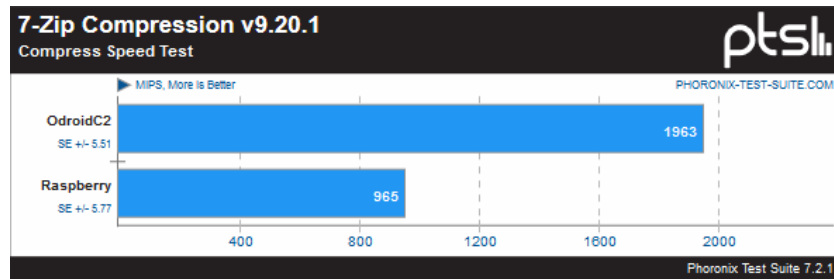


Figura 7 Velocidad de compresión por MIPS.

- ✓ **Velocidad de RAM** promedio de operaciones con valores enteros y punto flotante figura 8 y figura 9. Se analiza la cantidad de MB/s que las operaciones pueden manejar. La PC Odroid C2 muestra ventaja considerable en velocidad de RAM, siendo casi el doble su desempeño.

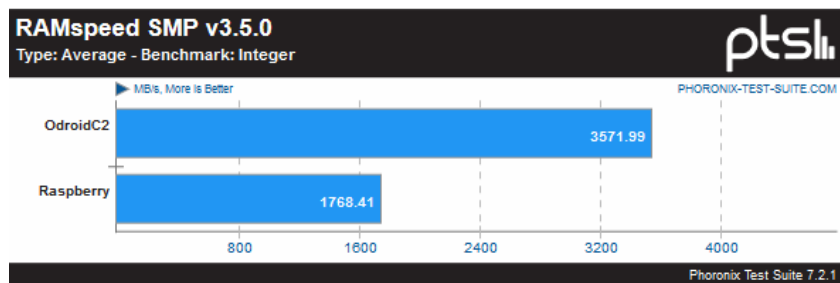


Figura 8 Velocidad de RAM promedio con valores enteros.

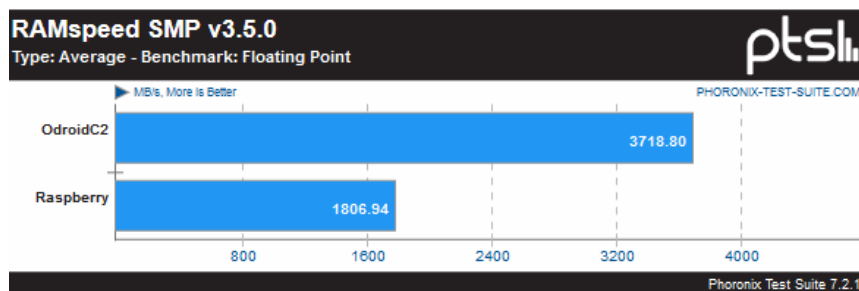


Figura 9 Velocidad de RAM promedio con valores de punto flotante.

- ✓ **Velocidad de transmisión del adaptador de red Ethernet** figura 10. La PC Odroid C2 tuvo un tiempo de transferencia de información sobresaliente, al transmitir en menor tiempo con respecto a PC Raspberry Pi.

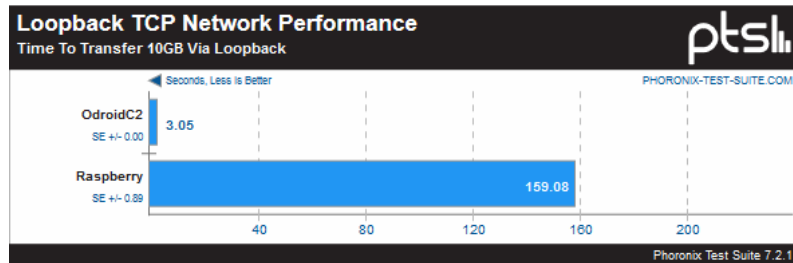


Figura 10 Velocidad de adaptador de red.

- ✓ **Velocidad de escritura del medio de almacenamiento** figura 11 en diferentes sectores. La PC Odroid C2 presentó de manera considerable una mejor tasa de escritura de información a diferencia de la PC Raspberry Pi.

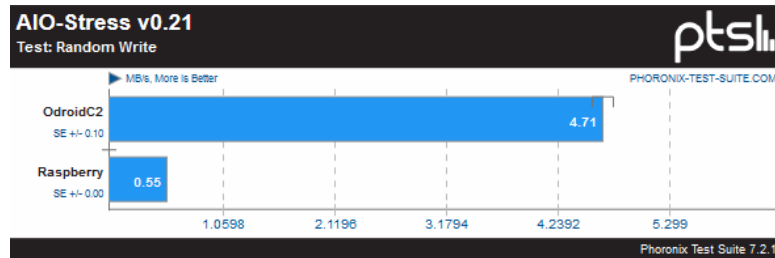


Figura 11 Velocidad de escritura en el medio de almacenamiento.

- ✓ **Velocidad de memoria caché medido en MB/s para diversas operaciones** figura 12. La memoria caché de la PC Odroid C2 obtuvo la ventaja al operar a más del doble de velocidad, que la tecnología competidora.

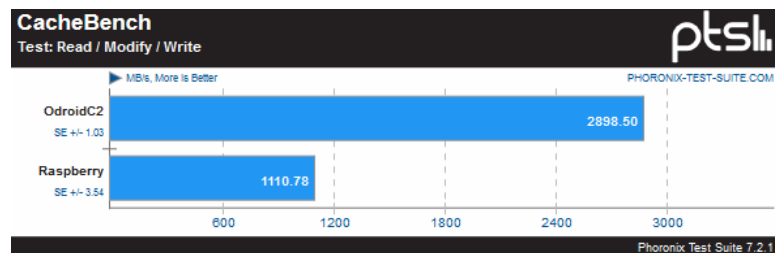


Figura 12 Velocidad de memoria caché.

- ✓ **Velocidad de codificación de video MPEG** figura 13. La PC Odroid C2 obtuvo una mejor marca de tiempo en codificación de video, frente

a la PC Raspberry Pi, la cual se tomó poco más del doble de tiempo que la PC Odroid C2 en operación de codificación.

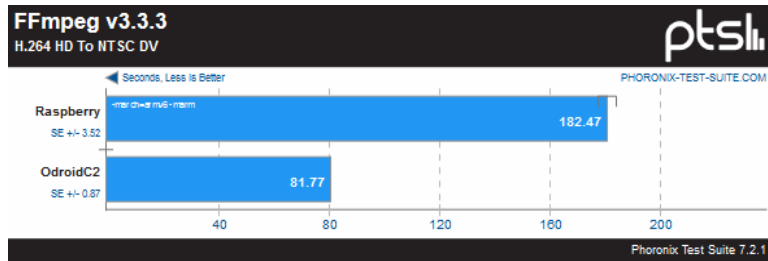


Figura 13 Tiempos de codificación de video.

- ✓ **Rendimiento de CPU** para cálculos de punto flotante figura 14. La PC Odroid C2 muestra ventaja al operar en tiempo menor que la tecnología competidora, ya que la PC Raspberry Pi se tomó más del doble de tiempo para realizar sus respectivas operaciones.

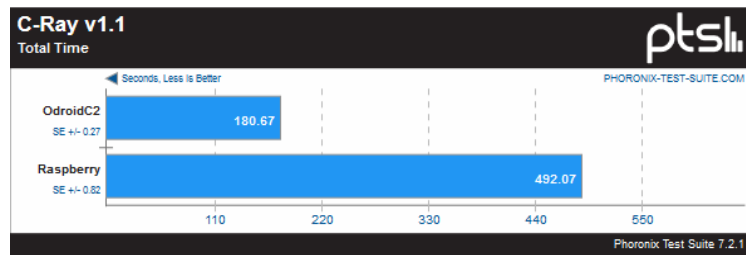


Figura 14 Tiempo de cálculo de punto flotante en CPU.

- ✓ **Rendimiento de encriptado** mediante el protocolo SSL con firma digital RSA-4096 medido en símbolos/segundo, figura 15. La PC Odroid C2 mantiene ventaja en capacidad de encriptado, por lo que la PC Raspberry Pi se queda por debajo de la mitad.

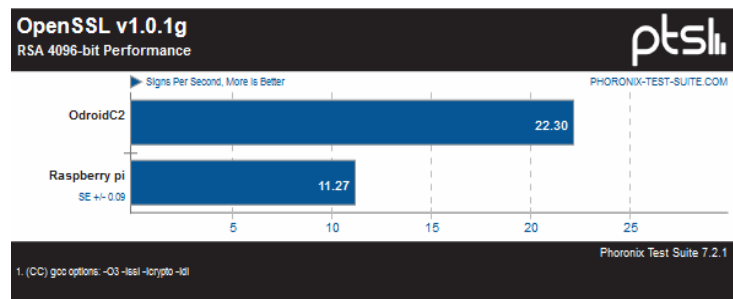


Figura 15 Rendimiento de encriptado mediante SSL.

## 4. Discusión

A partir de los resultados mostrados en la sección anterior, se puede observar que para tasas de datos de hasta 38400 bps, ambas plataformas de hardware presentan un comportamiento muy estable, y sobre todo confiable. Sin embargo, se debe resaltar que la PC Odroid C2 consume menos recursos de CPU en relación con la PC Raspberry Pi versión 3.

Tema de particular interés es la temperatura, pues la PC Odroid C2 incorpora en su arquitectura un disipador de calor que le permite tener un comportamiento mucho más estable, lo cual resulta en una ventaja significativa si se desea conectar dispositivos diversos. La demanda de corriente tiene relación directa con el incremento de temperatura en cualquier plataforma.

Adicionalmente, la PC Odroid C2 incorpora un mecanismo de protección en caso de que la temperatura de trabajo exceda los límites de operación, consistente en disminuir las operaciones realizadas por el procesador hasta que la temperatura regrese a los umbrales de operación [Roy, 2015].

Con los resultados obtenidos de las pruebas de benchmarking realizadas a ambas PC, y tomando como referencia algunas de las tareas que se llevan a cabo dentro de una infraestructura de una ciudad inteligente, se observa que la PC Odroid C2 presenta ventaja de potencia de operaciones, como es el caso del encriptado de datos mediante el protocolo SSL, del cual la PC Odroid C2 tuvo un desempeño mayor con respecto a la Raspberry Pi. Asimismo, la transferencia de datos mediante el puerto de red Ethernet de la PC Odroid C2 es mucho más veloz, al incorporar un puerto Gigabit Ethernet con lo que puede transferir una cantidad de información mayor en menor tiempo, obteniendo de esa manera un mejor uso de los recursos de la PC Odroid C2.

Otro factor importante dentro de las tareas de una ciudad inteligente es el análisis de compresión de datos. En este sentido, al transmitir información por un medio de comunicación inalámbrico es necesario considerar que mientras mejor compactados vayan los datos, se hará uso de un menor ancho de banda, dejando espacio suficiente para que más canales de comunicación ejecuten otros procesos. La PC Odroid C2 presentó un nivel superior de compresión de datos al

operar a más MIPS (millones de instrucciones por segundo) en menor cantidad de tiempo que la tecnología competidora.

Ante las notables diferencias entre ambas tecnologías se puede observar que la PC Odroid C2 muestra mejor desempeño en las tareas a las que fue sometida.

## **5. Conclusiones**

A partir de los resultados obtenidos, se observa que la PC Odroid C2 presenta un comportamiento en desempeño superior a otras plataformas similares, concretamente la PC Raspberry Pi versión 3.

Se destaca la capacidad de la PC Odroid C2 para realizar diversas tareas de alta importancia como lo es la codificación de canal, la compresión de datos, entre otros, y de este modo garantizar que los datos a ser transmitidos llevan robustez en caso de errores en la transmisión de los mismos y por otra parte, los datos no viajan expuestos sobre el medio de comunicación elegido.

Otras plataformas como la PC Raspberry Pi, presentan un desempeño aceptable en tareas individuales y paralelas, pero a su vez presentan tiempos de respuesta más elevados al momento de implementar tareas más complejas, por lo cual se limita el uso de la misma en entornos de mayor demanda de procesamiento.

Llevando estas características al entorno de ciudades inteligentes, emplear la PC Odroid C2 se vuelve una tarea muy atractiva, dadas las características y desempeño analizados. Esta plataforma es una herramienta con prestaciones muy sobresalientes, haciendo muy atractivo su uso en este entorno. Queda como trabajo a futuro, implementar esquemas prototipo como:

- ✓ Análisis de algoritmos de compresión de imágenes y video, pensando en reducir la cantidad de datos a ser enviados y procesados.
- ✓ Análisis de esquemas de codificación de canal más robustos, como turbo codificación y esquemas de perforado, aptos para canales inalámbricos.
- ✓ Análisis de complejidad de algoritmos de cifrado, particularmente cifrado de curvas elípticas que permiten un cifrado muy robusto de los datos a un costo razonable de complejidad.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] A. Arroub, B. Zahi, E. Sabir & M. Sadik, A literature review on Smart Cities: Paradigms, opportunities and open problems, International Conference on Wireless Networks and Mobile Communications (WINCOM), Fez, Morocco, 2016.
- [2] B. Benamrou, B. Mohamed, A. S. Bernoussi & O. Mustapha, Ranking models of smart cities, de 4th IEEE International Colloquium on Information Science and Technology (CiSt), Tangier, 2016.
- [3] C. Berrou, A. Glavieux & P. Thitimajshima, Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo codes, Proc. IEEE Int. Conf. Commun, 1064-1070, 1993.
- [4] C. E. Shannon, A Mathematical Theory of Communication, The Bell System Technical Journal, vol. 27, 379–423, 623–656, 1948.
- [5] D. F. Tseng, F. G. Mengistu, Y. S. Han, A. M. Mulatu & T. R. Tsai, Robust Turbo Decoding in a Markov Gaussian Channel, in IEEE Wireless Communications Letters, vol. 3, nº 6, 633-636, 2014.
- [6] E. González, Red de sensores, Internet de las cosas, Tesis de grado, Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Informàtica, Universitat Politècnica de València, 2015.
- [7] J. Muvuna, T. Boutaleb, S. B. Mickovski & K. J. Baker, Systems engineering approach to desing and modelling of smart cities, de International Conference for Students on Applied Enginnering (ICSAE), Newcastle upon Tyne, UK , 2016.
- [8] Phoronix, Phoronix test suite: <https://www.phoronix-test-suite.com/>. último acceso: 15 Agosto 2017.
- [9] R. H. Morelos, The Art of Correcting Coding, San Jose Francisco University USA: WILEY, 2006.
- [10] R. Roy & V. Bommakanti, User Manual Odroid C2, South Korea: Hardkernel, 2015.
- [11] T. A Liscano, D. Montoya, Mejoramiento de la movilidad y el tránsito en la ciudad de Santiago de Cali a través de la planeación y diseño de dos

servicios basados en TIC, Tesis de grado, Facultad de ingeniería departamento académico de tecnologías de información y comunicaciones, Universidad ICESI, 2014-2015.

- [12] Y. Liu, Z. Tan, H. Hu, L. J. Cimini & G. Y. Li, Channer Estimation for OFDM, IEEE Communications Surver & Tutorials, vol. 16, nº 4, 1891-1908, 2014.
- [13] Z. Solarte , L. Peña, D. Almario y C. Loaiza, Urbaneyes: plataforma de la gestion de información de ciudad, El hombre y la maquina, nº 48, 54-61, 2017.



# **SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS DE BAJO COSTO PARA UN INVERNADERO BASADO EN TECNOLOGÍA DE ACCESO LIBRE**

***Felipe de Jesús Becerra Woo***

Universidad Politécnica de Aguascalientes

*felipe.becerra@upa.edu.mx*

***Araceli Gárate García***

Universidad Politécnica de Baja California

*araceli.garate@gmail.com*

***Tania Aglaé Ramírez del Real***

Universidad Politécnica de Aguascalientes

*tania.ramirez@upa.edu.mx*

***Ervin Jesús Alvarez Sánchez***

Universidad Veracruzana Campus Xalapa

*ervin.alvarezs@gmail.com*

## **Resumen**

En este trabajo se presenta un sistema de adquisición de datos desarrollado para un invernadero clásico cenital que se basa en el microcontrolador ESP826612E y la computadora de bolsillo Raspberry Pi 3, los cuales son plataformas de hardware libre. Los parámetros obtenidos son la temperatura y la humedad. En el método se incluye la integración de los componentes al sistema de adquisición de datos, en particular el sensor de temperatura y humedad (DHT11), el servidor (Mosquitto y Node-RED), utilizando los protocolos de comunicación inalámbrica (WiFi y MQTT). Los resultados muestran la factibilidad para utilizar un conjunto de dispositivos inalámbricos para la integración de un sistema donde se requiere procesar información de manera remota, en este caso un invernadero.

**Palabras Claves:** Adquisición de datos, invernadero, mosquito, Node-RED, Raspberry Pi.

## **Abstract**

*A data acquisition system for a classical zenith greenhouse is developed in this paper. It is based on the ESP826612E microcontroller and the Raspberry Pi 3, which are open source hardware. The humidity and temperature are the parameters to acquire. The methodology includes the integration of some key components, such as the DHT11 sensor, the Mosquitto and Node-RED server, using the wireless communication protocols (WiFi and MQTT). The results show the possibility to use a set of wireless devices in order to process the information in a remote connection, in this case a greenhouse.*

**Keywords:** *Data acquisition, greenhouse, mosquito, Node-RED, Raspberry Pi.*

## **1. Introducción**

El efecto del cambio climático ha tenido un impacto en las actividades de campo abierto y en su práctica alrededor del mundo [Kang et al, 2009], [Ramirez, 2013]. Es por ello que el uso de invernaderos se ha incrementado en los últimos años con el propósito de poder producir cultivo todo el año [Moulton, 2016]; sin embargo, para que un agricultor tenga acceso a la tecnología que le permite obtener este tipo de beneficio, requiere de una fuerte inversión económica. En [De Anda, 2017] se estima que el costo promedio para la tecnificación básica de un invernadero en México es de \$5 dólares por metro cuadrado; la cual consiste en mallas para sombra, cubiertas de plástico, estructuras metálicas y algunos otros elementos estructurales, mientras que uno completamente automatizado es de un costo promedio de \$115 dólares por metro cuadrado.

A pesar del costo, existen diversos trabajos de investigación que se dedican a realizar la automatización o sensado de los parámetros considerados como fundamentales para el crecimiento ideal de una planta, tales como la temperatura [Márquez et al, 2016], humedad relativa [Outanoute, 2016], humedad del suelo [Sharma et al, 2017], ventilación [Makhlouf et al, 2016], iluminación [Chang et al,

2016], radiación solar [Cossu et al, 2014], dióxido de carbono [Xu et al, 2017], oxígeno, entre otros [Leal Iga et al, 2006]. Las interfaces de dichos sistemas de supervisión remota en invernaderos, según la literatura, han sido desarrolladas utilizando diferentes tecnologías, las cuales normalmente son costosas y/o complicadas de implementar al requerir módulos de conversión y acoplamiento de señales [Pawlowski et al, 2016]. Entre los dispositivos de automatización más populares se encuentran los de la compañía National Instruments™ en conjunto con el software LabVIEW [Guofang et al, 2010], [Fang, 2011], [Juárez et al, 2016], sin embargo, el costo de esta tecnología es alto y puede reducirse con el uso de plataformas de arquitectura abierta. Actualmente, el uso de licencias libres ha ganado popularidad y aunado a ello, el hardware libre se le ha sumado permitiendo la realización de desarrollos accesibles y económicos que podemos encontrar aplicados en el sensado, supervisión, análisis y control de diferentes sistemas [Khot, 2016], [Ferrarezi et al, 2015].

Las condiciones de humedad, temperatura y radiación dentro de un invernadero dificultan la adquisición y la transmisión de datos empleando protocolos de comunicación cableada, como son el CAN-bus y el RS485, es por ello que su uso en este tipo de sistemas ha disminuido en los últimos años [Du et al, 2013]. Lo anterior ha permitido la proliferación del uso de tecnologías inalámbricas para el envío de información, dominando el uso de protocolos de área personal (WPA, por sus siglas en inglés), como son ZigBee y sobre todo Wi-Fi [Juárez et al, 2016], [Mad et al, 2014], [Xiaoyan et al, 2013], [Fezari et al, 2011].

La contribución principal de este trabajo es la integración de diversas tecnologías para el desarrollo de un sistema de adquisición de datos que utiliza dispositivos de tecnología libre. A lo largo del artículo se explicará cómo fue posible implementar el protocolo de comunicación WiFi en conjunto con el protocolo MQTT en este sistema utilizando sensores digitales para la lectura de las variables de temperatura en un invernadero clásico cenital. Cabe aclarar que en el presente artículo se muestran los resultados únicamente para un sensor, pero se muestra que la extensión a una red es sencilla gracias a la combinación en el servidor del uso de Mosquitto y Node-RED.

## 2. Métodos

En la figura 1 se puede ver la conexión de todos los elementos que intervienen en el proceso de adquisición de temperatura y humedad dentro de un invernadero de 6mx18m, el cual está ubicado dentro de las instalaciones de la Universidad Politécnica de Aguascalientes. A continuación, se describe cada una de las partes que conforma al sistema para después explicar el proceso de adquisición de datos de forma inalámbrica.

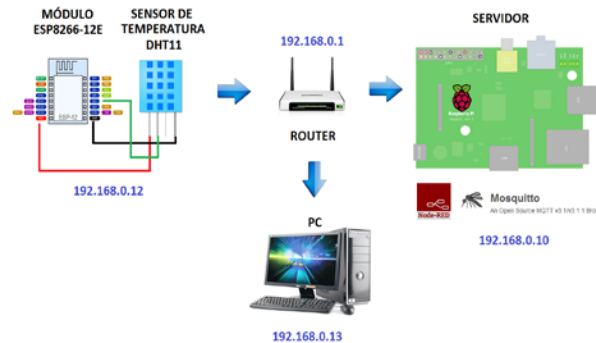


Figura 1 Sistema de adquisición de datos.

El sensor utilizado es el DHT11, el cual cuenta con las características necesarias para hacer la prueba de lectura de temperatura y humedad del invernadero pues tiene una etapa de instrumentación analógica-digital interna; asegurando la calibración del sensor, para después hacer uso del sistema de comunicación integrado por comunicación serial. El sensor DHT11 está dotado por una serie de características expresadas en la tabla 1.

Tabla1 Tabla de parámetros del sensor DHT11 [AOSONG, 2017].

Parámetro	Valor
Alimentación	3.5 a 5.5 V
Precisión en Humedad Relativa	±5% RH
Precisión en Temperatura	±2% °C
Rango de Lectura de Temperatura	0 – 50°C
Rango de Lectura de Humedad	20 – 90% RH

El microcontrolador ESP826612E cuenta con una serie de características expuestas en la tabla 2; de entre las cuales destaca la capacidad de poder hacer lectura y escritura de datos por comunicación serial y Wi-Fi.

Tabla 2 Parámetros del microcontrolador ESP826612-E [Espressif Systems, 2017].

Parámetro	Valor
Protocolo de comunicación Wi-Fi	802.11 b/g/n
Antena	Salida de potencia +19.5 dBm en modo 802.11b
MCU	32-bit
Puertos de comunicación	SDIO 2.0, SPI, UART
Consumo	215 mA
Fuente de alimentación	5 V

La tarjeta Raspberry Pi es la parte donde se tiene una serie de servicios gestionados por un sistema operativo basado en Linux para arquitectura ARM llamado Raspbian. Cuenta con una serie de características que la hacen ideal para la aplicación que se plantea en este trabajo, a continuación en la tabla 3 se exponen los datos [Vishnukumar et al, 2016], [Raspberry-Pi-Foundation, 2016].

El elemento principal de comunicación para la red de sensores es el protocolo MQTT, por sus siglas en inglés (MQ Telemetry Transport) el cual está diseñado para el uso de adquisición de datos sobre dispositivos de forma remota como sensores, teléfonos, computadoras, etc. [DC-Square, 2016]. El funcionamiento del protocolo está basado en 2 elementos el broker y el usuario. El broker es el servidor que administra todas las comunicaciones y los usuarios envían y reciben información directamente de este. Esto se hace mediante la suscripción a un tema, estar suscrito te permite enviar y recibir información sobre todo lo que se publique en ese tema. Es así como varios sensores se pueden conectar a un tema y un usuario puede ver todas las publicaciones en un solo lugar.

Tabla 3 Parámetros de Raspberry Pi 1 B [Raspberry-Pi-Foundation, 2016].

Parámetro	Valor
SoC	Broadcom BCM2835 (CPU + GPU + DSP + SDRAM + USB)
CPU	ARM 1176JZFS a 700 MHz
RAM	512 MB
Almacenamiento	SD
USB	2 x USB 2.0
Redes	Ethernet 10/100
Consumo	3.5 W
Fuente de alimentación	5 V micro USB

El servidor NodeRED, mostrado en la figura 2, es una plataforma gráfica de gestión de dispositivos e información en red, ya sea local o abierta. Esta

plataforma es muy versátil y permite hacer modificaciones a la red de forma gráfica y compacta. A los bloques que modifican el funcionamiento del proceso dentro de la plataforma se le conocen como nodos. Los nodos pueden ser de entradas, salidas, procesamiento, análisis, etc. Estos nodos se pueden conseguir prefabricados y modificarlos o también se pueden desarrollar desde cero para aplicaciones específicas que desee el usuario [Blackstock, 2014].

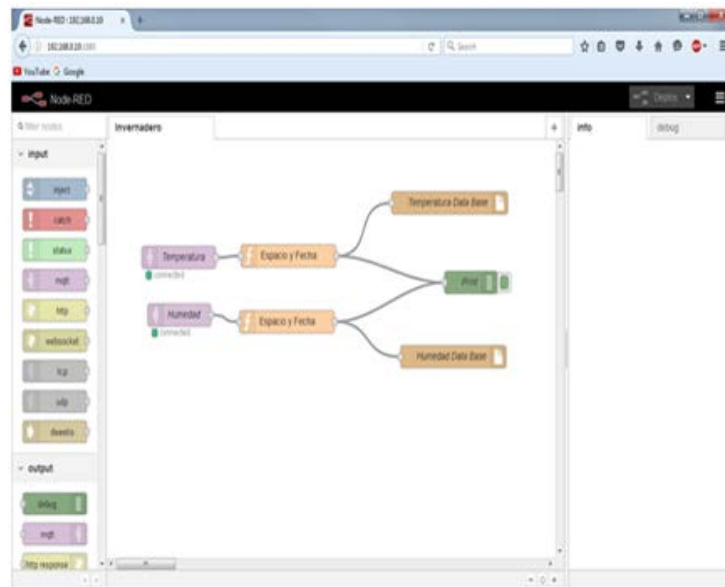


Figura 2 Enlace de datos en Node-RED.

El proceso de adquisición de datos está dividido esencialmente en tres partes: El momento en el que el ESP826612-E hace la adquisición del dato, la cual es cada 5 minutos, por recomendación del fabricante del sensor DHT11 [AOSONG, 2017]. El segundo proceso es cuando se establece una conexión entre el módulo y el servidor para después mandar la información, la cual se almacena en este último. El tercer proceso es cuando el usuario accede a la información para poder hacer análisis. En este momento se cuenta con un esquema general del sistema completo, a continuación se detalla cada parte:

- Proceso 1: El microcontrolador mediante una referencia de un reloj en tiempo real (RTC, por sus siglas en inglés) solicita una muestra al sensor DHT11 por medio de comunicación serial. La información se concatena; hora de muestreo, temperatura y humedad, y se envía por red inalámbrica.

Para poder mandar la información por Wi-Fi es importante primero pertenecer a una red con una dirección, en este caso el módulo hace una petición de conexión a un router y el DHCP (Protocolo de Configuración de Host Dinámico) y se le concede una dirección IP (Protocolo de Internet). La velocidad por el medio inalámbrico está sujeta a la tecnología que acepta el router y el microcontrolador; en este caso está ligado a la norma IEEE 802.11b que transmite hasta 11 Mbit/s usando la banda de 2.4 GHz. Después de estar dentro de la red se hace una configuración para el envío y recepción de información por MQTT, suscribiéndonos a un tema y publicando la cadena de datos que se creó anteriormente.

- Proceso 2: La información llega del microcontrolador a la Raspberry; esta cuenta con una conexión al router de la misma forma que el ESP, por TCP/IP. La velocidad de transferencia de datos de la Raspberry es por medio cableado y la velocidad es de hasta 100 Mbps. La Raspberry es un servidor multiservicio que gestiona el broker MQTT con la plataforma libre Mosquitto, el servidor de gestión gráfica NodeRED y la base de datos. La información llega al tema del broker seleccionado y se almacena en un documento de texto plano en un espacio de memoria de 2 Gb.
- Proceso 3: La última etapa es en la que se solicita la información para que el usuario pueda hacer la representación gráfica de los resultados. La información se solicita por FTP (Protocolo de Transferencia de Archivos) desde cualquier cliente FTP hacia la Raspberry y se descarga el archivo. Después de descargar el archivo con las lecturas se optó por graficar los datos en MS Access. Una vez que se tenían las gráficas se obtuvo una curva de tendencia, para ver si era posible tener una ecuación que se acercara al comportamiento de la temperatura y la humedad.

### **3. Resultados**

El resultado del proceso de adquisición fue un archivo de texto con los parámetros de temperatura y humedad separados por comas, el cual se importó, por medio de FTP, en la computadora del usuario final, para después cargar la

información en la herramienta Access para visualizar los datos. En la figura 3 se puede ver la temperatura y humedad del día 20 de marzo del 2016 junto con sus líneas de tendencia.

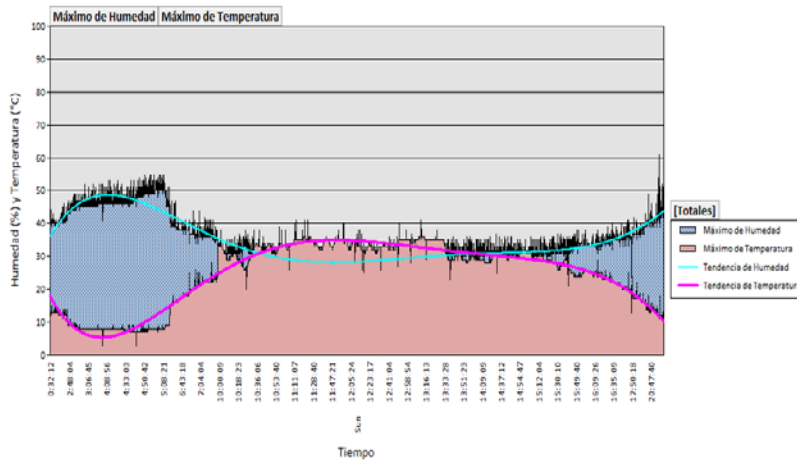


Figura 3 Gráfica del 20 de marzo de 2016 con líneas de tendencia.

El proceso de adquisición de datos de forma remota utiliza los elementos descritos en el método y nos otorga los valores que se esperaban en comparación con la estación Granja Elsa, Aguascalientes, ver figura 4.

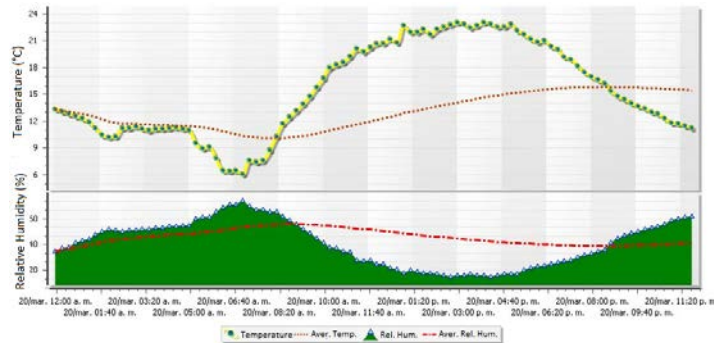


Figura 4 Datos climáticos 20/marzo/2016, estación meteorológica Granja Elsa, Ags.

#### 4. Discusión

El propósito de combinar diferentes herramientas es el de simplificar la expansión y mantenimiento de la red. El protocolo MQTT será pieza clave en la expansión del sistema ya que una vez que se establecen los paramentos de comunicación entre dos dispositivos; refiriéndonos a dispositivos como sensores,



actuadores, computadoras y más, solamente hay que unirse en forma de suscripción a la red de transferencia de datos y con esto poder mandar y recibir información.

El servidor Node-RED es una herramienta gráfica que nos va a permitir dar de alta nuevas conexiones y funciones, agregando bloques. Los bloques aportan nuevas funciones para conectar más dispositivos, con configuraciones menores que incrementan las capacidades del sistema. La Raspberry está basada en Linux, un sistema operativo libre, que nos permite hacer numerosas pruebas con diferentes herramientas de red sin la necesidad de pagar derechos por el uso del software. En un futuro, si se decide desarrollar el sistema con exigencias que el sistema no soporte, será muy fácil migrar a un equipo con mayor capacidad haciendo uso de Linux como sistema y migrando los servicios instalados en la Raspberry. Se sabe que existen servidores como Bluemix que cubren todo el marco que se pretende en este proyecto y se ve como una alternativa para la expansión del sistema.

## **5. Conclusiones**

La implementación del sistema de adquisición de datos ha sido satisfactoria, dado que se logró utilizar un sensor dentro de un invernadero y almacenar los datos de temperatura y humedad obtenidos en un servidor dentro de una red local, por medio de redes inalámbricas, utilizando hardware y software libre, acompañado de protocolos y sistemas de implementación amigables con el administrador y el usuario.

El análisis de los resultados nos permite ver que se pueden hacer algunos cambios para mejorar el sistema en cuanto a las capacidades del sensor y la herramienta de representación gráfica y las capacidades de almacenamiento.

En trabajos futuros se planea incluir más sensores; un administrador de bases de datos, como MySQL con una capacidad de almacenamiento superior a los 2Gb que se establecieron, un servidor de representación gráfica que nos permita hacer consultas de diferentes periodos de tiempo, además de graficar el estado en el momento de supervisión, en la Raspberry, como sustituto de MS Access y llevar la plataforma de comunicación de una red local, a una red a través de internet.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] AOSONG. Especificaciones del módulo DHT11: <https://akizukidenshi.com/download/ds/aosong/DHT11.pdf>, 2017.
- [2] Blackstock M. & Lea R. Toward a Distributed Data Flow Platform for the Web of Things. Proceedings of the 5th International Workshop on Web of Things, October 2014.
- [3] Chang, C.L., Chang, K.P., & Song, G.B. Design and Implementation of a Cloud-Based LED Lighting Control System for Protected Horticulture. *Applied Engineering in Agriculture*, 32(6), pp. 697-706, 2016.
- [4] Cossu, M., Murgia, L., Ledda, L., Deligios, P.A., Sirigu, A., Chessa, F., & Pazzona, A. Solar radiation distribution inside a greenhouse with south-oriented photovoltaic roofs and effects on crop productivity. *Applied Energy*, 133, pp. 89–100, 2014.
- [5] DC-Square, HiveMQ, 2016: <http://www.hivemq.com/> el 2 de abril de 2016.
- [6] Du Y., Xue Z., Zhu Q., Liu X., Feng Y., and Zhang S. Design and Application of Intelligent Control System for Greenhouse Environment Based on CAN bus. Proceedings of International Conference on Modeling, Identification & Control, 2013.
- [7] Fang, J., & Wang, F. Design of greenhouse remote monitoring system based on LabVIEW. *Computer Science and Automation Engineering*, pp. 536-539, 2011.
- [8] Ferrarezi, R.S., Dove, S.K., & Van Lersel, M.W. An automated system for monitoring soil moisture and controlling irrigation using low-cost open-source microcontrollers. *HortTechnology*, 25(1), pp. 110-118, 2015.
- [9] De Anda, J. & Shear, H. Potential of Vertical Hydroponic Agriculture in Mexico. *Sustainability*, 9(1), pp. 140, 2017.
- [10] Espressif Systems, Especificaciones ESP-12E, 2017: <http://d1jy6p8pks3hof.cloudfront.net/datasheets/ESP12Espe.pdf>, 2017.
- [11] Fezari M., Khati A. and Boumaza M.S. Implementation of Wireles Sensor Network for Automatic Greenhouse Monitorign. *Communications, Computing and Control Applications*, 2011.

- [12] Guofang, L., Lidong, C., Yubin, Q., Shengtao, L., & Junyu, X. Remote Monitoring System of Greenhouse Environment Based on LabVIEW. International Conference on Computer Design and Applications, Vol. 2, 2010.
- [13] Juárez-Gutiérrez, S.S., Gárate-García, A., Ramírez del-Real, T. A., & Álvarez-Sánchez, E.J. Temperature Modeling of a Greenhouse Environment, Handbook of Research on Military, Aeronautical, and Maritime Logistics and Operations, IGI Global, pp. 257, 2016.
- [14] Márquez-Vera, M.A., Ramos-Fernández, J.C., Cerecero-Natale, L.F., Lafont, F., Balmat, J.F. & Esparza-Villanueva, J.I. Temperature control in a MISO greenhouse by inverting its fuzzy model. Computers and Electronics in Agriculture, 124, pp. 168–174, 2016.
- [15] Khot, S.B., & Gaikwad, M.S. Development of cloud-based Light intensity monitoring system for greenhouse using Raspberry Pi. International Conference on Computing Communication Control and automation, pp. 1-4, 2016.
- [16] Makhlouf, S., Laghrouche, M. & Adane, A.E.H. Hot Wire Sensor-Based Data Acquisition System for Controlling the Laminar Boundary Layer Near Plant Leaves Within a Greenhouse. IEEE Sensors Journal, 16(8), pp. 2650-2657, 2016.
- [17] Mad S. S., Munirah L., Kamarudin K., Mohd W., Syed M. M., Muhammad S., Zakaria A. and Nor M. Real-Time Greenhouse Monitoring System for Mango with Wireless Sensor Network. International Conference on Electronic Design, 2014.
- [18] Ramirez-Villegas, J., Jarvis, A. & Läderach, P. Empirical approaches for assessing impacts of climate change on agriculture: The EcoCrop model and a case study with grain sorghum. Agricultural and Forest Meteorology, 170, pp. 67-78, 2013.
- [19] Outanoute, M., Lachhab, A., Ed-dahhak, A., Guerbaoui, M., Selmani, A. & Bouchikhi, B. Synthesis of an Optimal Dynamic Regulator Based on Linear Quadratic Gaussian (LQG) for the Control of the Relative Humidity Under

- Experimental Greenhouse. *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, 6(5), pp. 2262-2273, 2016.
- [20] Kang, Y., Khan, S. & Ma, X. Climate change impacts on crop yield, crop water productivity and food security – A review. *Progress in Natural Science*, 19 (12), pp. 1665-1674, 2009.
- [21] Leal Iga, J., Alcorta García, E., & Rodríguez Fuentes, H. Modelado del clima en invernaderos: respuesta de la temperatura a cambios de humedad. *Ingenierías*, 9(33), pp. 7-13, 2006.
- [22] Moulton, A.A. & Popke, J. Greenhouse governmentality: Protected agriculture and the changing biopolitical management of agrarian life in Jamaica. *Environment and Planning D: Society and Space*, pp. 1-19, 2016.
- [23] Pawlowski, A., Beschi, M., Guzmán, J.L., Visioli, A., Berenguel, M. & Dormido, S. Application of SSOD-PI and PI-SSOD event-based controllers to greenhouse climatic control. *ISA Transactions*, 65, pp. 525-536, 2016.
- [24] Raspberry-Pi-Foundation. (s.f.). Raspberry Pi. Recuperado de <https://www.raspberrypi.org/> el 2 de abril de 2016.
- [25] Sharma, H., Shukla, M.J., Bosland, P.W. & Steiner, R. Soil moisture sensor calibration, actual evapotranspiration, and crop coefficients for drip irrigated greenhouse chile peppers. *Agricultural Water Management*, Vol. pp. 179, 81–91, 2017.
- [26] Vishnukumar, V., Kumar, S., and Madhusoodanan, K. N. Wireless sensor networks for internet of things based laboratory automation system. *International Journal of Research in Engineering and Technology*, 5 (22), 2016.
- [27] Xu, Y.H., Wu, W.L., Xu, Y., Tham, M.L. & Ramli, N. A framework of fuzzy control-based intelligent control system for greenhouse. *Artificial Intelligence Research*, 6(1), pp. 1-5, 2017.
- [28] Xiaoyan Z., Xiaoyan Z., Chen D., Zhaohui C., Shangming S., and Zhaohui Z. The Design and Implementation of the Greenhouse Monitoring System Based on GSM and RF Technologies, *Computational Problem-solving (ICCP)*, 2013.

# ONLINE PARAMETRIC IDENTIFICATION OF MASS- SPRING-DAMPER MECHANICAL SYSTEMS USING ACCELERATION MEASUREMENTS

***Francisco Beltrán Carbajal***

Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco

*fbeltran@azc.uam.mx*

***Gerardo Silva Navarro***

Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del IPN

*gsilva@cinvestav.mx*

***Luis Gerardo Trujillo Franco***

Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del IPN

*ltrujillo@cinvestav.mx*

## **Resumen**

Implementación de esquemas de control activo de vibraciones, detección de fallas o tareas de monitoreo de la operación adecuada de estructuras mecánicas flexibles pueden requerir el uso de técnicas de identificación paramétrica ejecutadas en línea. Mediciones de señales de aceleración se usan en varias aplicaciones de identificación de parámetros en sistemas mecánicos vibratorios. En este artículo se propone un enfoque para estimación de parámetros en línea en el dominio del tiempo para sistemas mecánicos del tipo masa-resorte-amortiguador de  $n$  grados de libertad, usando únicamente mediciones de aceleración. Se usa integración por partes en la síntesis del método de identificación de parámetros propuesto. De esta manera, conocimiento previo de las condiciones iniciales del sistema son innecesarias. El método de estimación propuesto se puede extender para estimación paramétrica en tiempo real para sistemas mecánicos vibratorios no lineales, completamente actuados o subactuados. Se incluyen algunos resultados de simulación numérica para mostrar la efectividad del enfoque de estimación de parámetros de masa, rigidez y

amortiguamiento, combinado con tareas de seguimiento de trayectorias de referencia en lazo-cerrado especificadas para el sistema mecánico vibratorio.

**Palabras Claves:** control activo de vibraciones, identificación de parámetros, sistemas mecánicos vibratorios, sistemas masa-resorte-amortiguador.

## **Abstract**

*Implementation of active vibration control schemes, failure detection and monitoring tasks of the suitable operation of flexible mechanical structures can require the use of on-line parametric identification techniques. Measurements of acceleration signals are preferred in several applications of parameter identification of vibrating mechanical systems. In this article, an on-line parameter estimation approach in time domain is proposed for linear mass-spring-damper mechanical systems of  $n$  degrees of freedom using acceleration measurements solely. Integration by parts is properly used in the synthesis of the proposed parameter identification method. In this fashion, a priori knowledge of the initial conditions of the system becomes unnecessary. The introduced identification method can be extended for real-time parametric estimation of nonlinear fully actuated or under-actuated nonlinear vibrating mechanical systems. Some numerical results are provided to show the effectiveness of the on-line estimation approach of the mass, stiffness and damping parameters combined with closed-loop reference trajectory tracking tasks specified for the vibrating mechanical system.*

**Keywords:** Active vibration control, mass-spring-damper systems, mechanical vibration systems, parameter identification.

## **1. Introduction**

Identification of vibration mechanical systems is an active research subject and its results admit several practical applications. Diverse methodologies have been mainly proposed for off-line estimation of parameters in the time domain or in the frequency domain [Soderstrom, 1989], [Isermann, 2011], [Ljung, 1987]. Some off-line estimation methods of modal parameters for mechanical systems are also described in [Heylen, 2003], [Le, 2013] and [Yang, 2013].

Recently, an on-line parametrical identification method for continuous-time constant linear systems has been proposed in [Fliess, 2003]. This algebraic approach is based on powerful mathematical tools of module theory, differential algebra and operational calculus. It is assumed that a mathematical model of the dynamic system is available for the synthesis of some parameter identifier/estimator. Thus, a suitable structure of a mathematical model describing the system dynamics is employed for the algebraic estimation of its parameters in a small time interval. Reasonably slow changes of some parameter values are also admitted during the system operation.

Algebraic identification has been successfully applied for on-line estimation of parameters and signals for vibrating mechanical systems using position measurements in [Beltran, 2015a], [Beltran, 2014], [Beltran, 2013] and [Beltran, 2013]. Harmonic forces can also be reconstructed on-line by employing algebraic system identification techniques [Beltran, 2015b]. Algebraic estimation of the frequency and amplitude of exogenous harmonic excitations in damped Duffing systems with an autparametric pendulum vibration absorber has been introduced in [Silva, 2013].

This paper presents an on-line parameter estimation approach in continuous time domain for mass-spring-damper linear mechanical systems of  $n$  degrees of freedom using acceleration measurements solely. The presented results constitute a natural extension of previous works based on parameter identification using position measurements [Beltran, 2015a] and Mikusinski operational calculus [Mikusinski, 1983]. Integration by parts is properly used in the synthesis of the proposed parameter identification method. In this way, position and velocity measurements and priori knowledge of the initial conditions of the system are avoided. Thus, algebraic estimators for mass, stiffness and damping parameters can be reseeded and updated continuously for operation scenarios where slow changes of the parameter values are expected. The introduced identification method can be extended for real-time parametric estimation of nonlinear fully actuated or under-actuated nonlinear vibrating mechanical systems. In fact, algebraic identification has been applied to sequentially estimate the parameters of

nonlinear mass-spring-damper systems using position measurements [Beltran, 2014]. Some numerical simulation results are included to show the effectiveness of the on-line algebraic identification approach combined with adaptive-like reference trajectory tracking control for a Multiple-Input-Multiple-Output (MIMO) mechanical system of 3 degrees of freedom.

## 2. Methods

In the present section, the proposed algebraic parametric identification method for linear mass-spring-damper mechanical systems of  $n$  degrees of freedom using acceleration measurements is developed in detail.

### Parametric Identification of a Mass-Spring-Damper System of $n$ Degrees of Freedom

Firstly, consider the  $n$  DOF linear vibrating mechanical system schematically described in figure 1. Here,  $x_i, i=1,2,\dots,n$ , are the position coordinates,  $u_i$  the force control inputs, and  $m_i, k_i$  and  $c_i$  denote mass, stiffness and viscous damping parameters associated to the  $i$ -th DOF. The mathematical model of this MIMO flexible mechanical system is given by equation 1.

$$\begin{aligned}
 m_1 \ddot{x}_1 + c_1 \dot{x}_1 + k_1 x_1 + k_2 (x_1 - x_2) &= u_1 \\
 m_2 \ddot{x}_2 + c_2 \dot{x}_2 + k_2 (x_2 - x_1) + k_3 (x_2 - x_3) &= u_2 \\
 &\vdots \\
 m_{n-1} \ddot{x}_{n-1} + c_{n-1} \dot{x}_{n-1} + k_{n-1} (x_{n-1} - x_{n-2}) + k_n (x_{n-1} - x_n) &= u_{n-1} \\
 m_n \ddot{x}_n + c_n \dot{x}_n + k_n (x_n - x_{n-1}) + k_{n+1} x_n &= u_n
 \end{aligned} \tag{1}$$

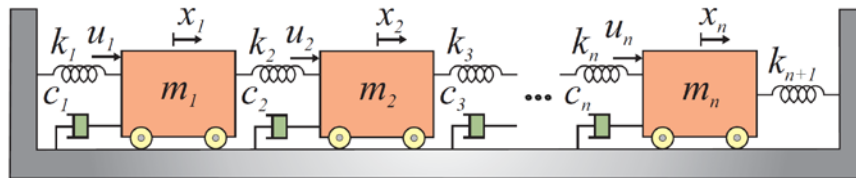


Figure 1 Schematic diagram of a  $n$  DOF mass-spring-damper system.

In the synthesis of the proposed parametric identification scheme, it is considered that only measurements of the acceleration output variables  $y_i = \ddot{x}_i$  and the control



inputs  $u_i$  are available. Therefore, Equation 1 are differentiated twice with respect to time and then multiplied by  $\Delta^2 = (t-t_0)^2$  in order to avoid dependence on initial conditions of the system, where  $t_0$  is the start time when the parameter identification process is performed, resulting equation 2.

$$\begin{aligned}
 m_1 \Delta^2 x_1^{(4)} + c_1 \Delta^2 x_1^{(3)} + k_1 \Delta^2 \ddot{x}_1 + k_2 \Delta^2 (\ddot{x}_1 - \ddot{x}_2) &= \Delta^2 \ddot{u}_1 \\
 m_2 \Delta^2 x_2^{(4)} + c_2 \Delta^2 x_2^{(3)} + k_2 \Delta^2 (\ddot{x}_2 - \ddot{x}_1) + k_3 \Delta^2 (\ddot{x}_2 - \ddot{x}_3) &= \Delta^2 \ddot{u}_2 \\
 &\vdots \\
 m_{n-1} \Delta^2 x_{n-1}^{(4)} + c_{n-1} \Delta^2 x_{n-1}^{(3)} + k_{n-1} \Delta^2 (\ddot{x}_{n-1} - \ddot{x}_{n-2}) + k_n \Delta^2 (\ddot{x}_{n-1} - \ddot{x}_n) &= \Delta^2 \ddot{u}_{n-1} \\
 m_n \Delta^2 x_n^{(4)} + c_n \Delta^2 x_n^{(3)} + k_n \Delta^2 (\ddot{x}_n - \ddot{x}_{n-1}) + k_{n+1} \Delta^2 \ddot{x}_n &= \Delta^2 \ddot{u}_n
 \end{aligned} \tag{2}$$

Double integration by parts of equation 2 with respect to time yields to equation 3.

$$a_{11,i}(t)m_i + a_{12,i}(t)c_i + a_{13,i}(t)k_i + a_{14,i}(t)k_{i+1} = b_{1,i}(t), \quad i = 1, 2, \dots, n \tag{3}$$

With

$$\begin{aligned}
 a_{11,i} &= \Delta^2 y_i - 4 \int_{t_0}^t \Delta y_i(\tau_1) d\tau_1 + 2 \int_{t_0}^t \int_{t_0}^{\tau_2} y_i(\tau_1) d\tau_1 d\tau_2 \\
 a_{12,i} &= \int_{t_0}^t \Delta^2 y_i d\tau_1 - 2 \int_{t_0}^t \int_{t_0}^{\tau_2} \Delta y_i(\tau_1) d\tau_1 d\tau_2 \\
 a_{13,i} &= \int_{t_0}^t \int_{t_0}^{\tau_2} \Delta^2 [y_i(\tau_1) - y_{i-1}(\tau_1)] d\tau_1 d\tau_2 \\
 a_{14,i} &= \int_{t_0}^t \int_{t_0}^{\tau_2} \Delta^2 [y_i(\tau_1) - y_{i+1}(\tau_1)] d\tau_1 d\tau_2 \\
 b_{1,i} &= \Delta^2 u_i - 4 \int_{t_0}^t \Delta u_i(\tau_1) d\tau_1 + 2 \int_{t_0}^t \int_{t_0}^{\tau_2} u_i(\tau_1) d\tau_1 d\tau_2
 \end{aligned} \tag{4}$$

Where  $y_i = \ddot{x}_i$ , and  $y_0 = y_{n+1} \equiv 0$ .

Equation 3, after three more integrations, leads to the linear system of equations 5.

$$\theta_i = A_i^{-1} B_i = \frac{1}{\Delta_i} [\Delta_{1,i} \quad \Delta_{2,i} \quad \Delta_{3,i} \quad \Delta_{4,i}]^T, \quad i = 1, 2, \dots, n \tag{5}$$

Where  $\theta_i = [m_i, c_i, k_i, k_{i+1}]^T$  is the vector of positive constant parameters to be identified,  $A_i$  and  $B_i$  are  $4 \times 4$  and  $4 \times 1$  matrices, respectively, described by

$$A_i = \begin{bmatrix} a_{11,i} & a_{12,i} & a_{13,i} & a_{14,i} \\ a_{21,i} & a_{22,i} & a_{23,i} & a_{24,i} \\ a_{31,i} & a_{32,i} & a_{33,i} & a_{34,i} \\ a_{41,i} & a_{42,i} & a_{43,i} & a_{44,i} \end{bmatrix}, B_i = \begin{bmatrix} b_{1,i} \\ b_{2,i} \\ b_{3,i} \\ b_{4,i} \end{bmatrix}$$

Whose components are considered as output signals of the dynamic system, equation 6.

$$\begin{aligned} \dot{a}_{kh,i} &= a_{k-1h,i} \\ \dot{b}_{k,i} &= b_{k-1,i} \end{aligned} \tag{6}$$

With  $i = 1, 2, \dots, n$ ,  $k = 2, 3, 4$ ,  $h = 1, 2, 3, 4$ , and zero initial conditions at  $t = t_0$ .

Hence, the estimators (equation 7) are proposed for the algebraic estimation of the mass, damping and stiffness parameters using measurements of acceleration signals  $y_i$ :

$$\begin{aligned} \widehat{m}_i &= \frac{\int_{t_0}^{(2)} |\Delta_{1,i}|}{\int_{t_0}^{(2)} |\Delta_i|}, & \widehat{c}_i &= \frac{\int_{t_0}^{(2)} |\Delta_{2,i}|}{\int_{t_0}^{(2)} |\Delta_i|} \\ \widehat{k}_i &= \frac{\int_{t_0}^{(2)} |\Delta_{3,i}|}{\int_{t_0}^{(2)} |\Delta_i|}, & \widehat{k}_{i+1} &= \frac{\int_{t_0}^{(2)} |\Delta_{4,i}|}{\int_{t_0}^{(2)} |\Delta_i|}, \forall t > t_0 > 0 \end{aligned} \tag{7}$$

Where  $\widehat{(\cdot)}$  denotes estimated parameter and  $\int_{t_0}^{(2)} \phi(t)$  the iterated integral of the form  $\int_{t_0}^t \int_{t_0}^{\tau_2} \phi(\tau_1) d\tau_1 d\tau_2$ .

### 3. Results

Main results of the present contribution are constituted by the algebraic formulas or estimators (7) to compute mass, stiffness and damping parameters in flexible mechanical systems using measurements of acceleration signals.

In this section, some numerical simulation results are included to depict the effectiveness of the parameter identification approach on a 3 DOF MIMO mechanical system characterized by the set of parameters described in table 1.

Table 1 Parameters of the vibrating mechanical system.

Mass (kg)	Damping (N.s/m)	Stiffness (N/m)
$m_1 = 2.0$	$c_1 = 5.5$	$k_1 = 1000$
$m_2 = 2.5$	$c_2 = 5.0$	$k_2 = 900$
$m_3 = 3.0$	$c_3 = 4.5$	$k_3 = 900$
		$k_4 = 700$

The main interest of the present work resides on the fast identification of the system parameters. Thus, constant or variable forces  $u_i$  can be applied to the mechanical system to get estimates of the mass, damping and stiffness parameters in a small period of time. Nevertheless, the output feedback control scheme proposed in [Beltran, 2015a] was used to assess the dynamic performance of the estimation approach for reference trajectory tracking tasks, equations 8 a la 10.

$$u_i = \widehat{m}_i v_i + \widehat{c}_i \widehat{\dot{x}}_i + \widehat{k}_i (x_i - x_{i-1}) + \widehat{k}_{i+1} (x_i - x_{i+1}) \tag{8}$$

With

$$v_i = \ddot{y}_i^* - \beta_{2,i} (\widehat{\dot{x}}_i - \dot{x}_i^*) - \beta_{1,i} (x_i - x_i^*) - \beta_{0,i} \int_0^t (x_i - x_i^*) dt \tag{9}$$

$$\begin{aligned} \widehat{\dot{x}}_i = & -\frac{\widehat{c}_i}{m_i} x_i - \frac{\widehat{k}_i}{m_i} \int_0^t (x_i - x_{i-1}) dt - \frac{\widehat{k}_{i+1}}{m_i} \int_0^t (x_i - x_{i+1}) dt \\ & + \frac{1}{m_i} \int_0^t u_i dt \end{aligned} \tag{10}$$

Where  $i=1,2,3$ .

Figures 2 and 3 display the accurate and fast estimation of the mass, stiffness and damping parameters using the proposed algebraic formulas 7. The satisfactory tracking of position reference trajectories planned for the vibration mechanical system is clearly manifested as well. In the next section some important discussions about the analytical and numerical results are described.

#### 4. Discussion

A very good closed-loop estimation of the system parameters using the algebraic estimators 7 and control forces 8 was verified in figure 2. At the beginning, in the control implementation the mass values were fixed at 1 kg and

the other parameter values at 0. Next, at  $t > 0.1$  the estimates were replaced in the tracking controllers. The Runge-Kutta-Fehlberg 4/5 method with step time of  $1 \times 10^{-3}$  s was used in the numerical tests. Hence, accurate and fast estimates of the mass, damping and stiffness parameters were computed before 0.1 s. Thus, parameter estimators can be reused and updated continuously for operation scenarios where slow changes of the parameter values are expected.

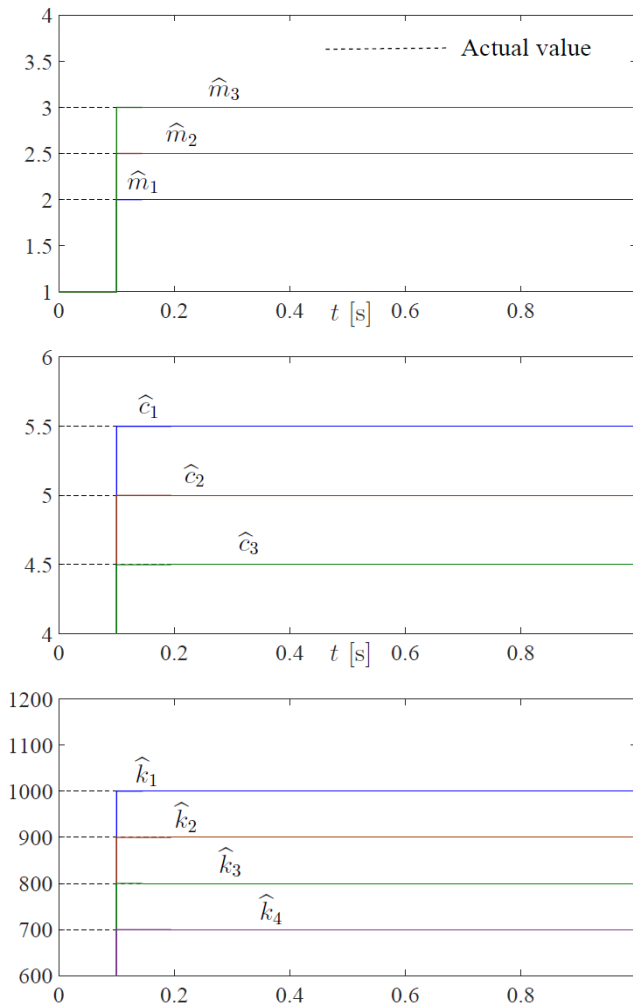


Figure 2 Closed-loop algebraic estimation of mass, damping and stiffness parameters.

A satisfactory closed-loop tracking of the reference trajectories using the estimates of the mechanical system parameters is displayed in figure 3. The desired motion profiles are described by Bézier interpolation polynomials which were defined to firstly transfer the mechanical system from a rest equilibrium state to another for

$\bar{x}_1 = 0.005$  m,  $\bar{x}_2 = 0.005$  m and  $\bar{x}_3 = -0.005$ , and next to the rest equilibrium state again in 5 s. The controlled forces applied to the vibration system are shown in figure 4. A reasonable momentary overshoot in the force responses is presented when the estimated parameters are substituted in the control algorithms (8) at  $t > 0.1$  s.

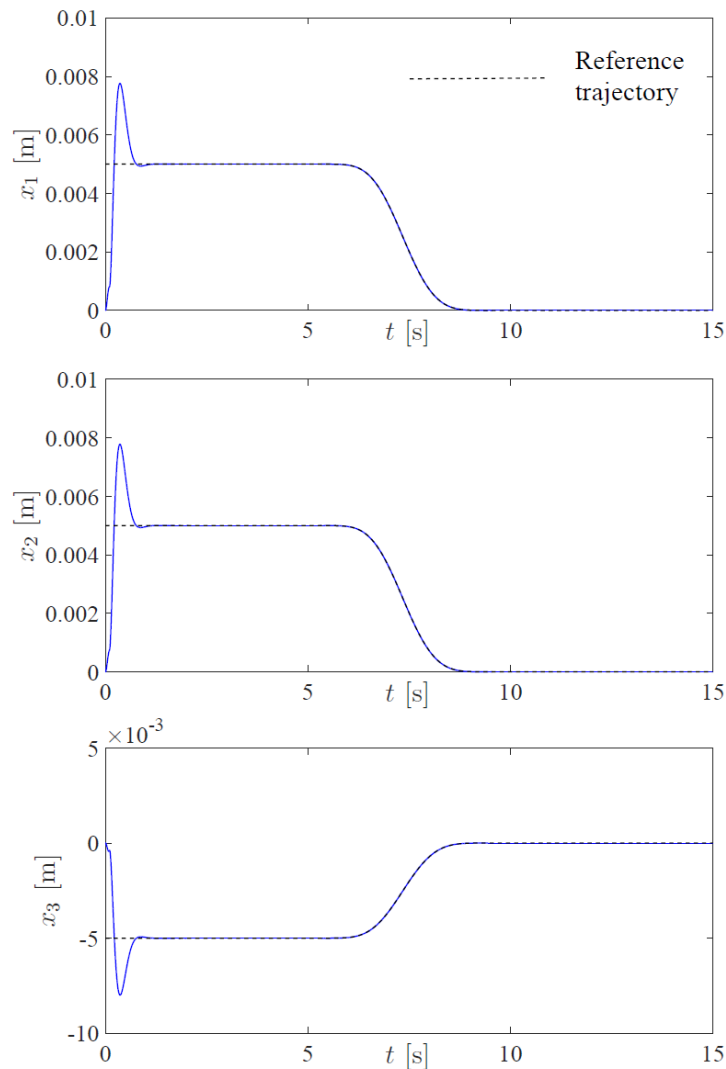


Figure 3 Control forces applied to the mechanical system for trajectory tracking tasks.

Therefore, the analytical and numerical results have confirmed the effectiveness of the on-line estimation approach of mass, stiffness and damping parameters combined with closed-loop reference trajectory tracking tasks on multiple-input multiple-output vibrating mechanical system of  $n$  degrees of freedom.

## 5. Conclusions

An algebraic identification method for mass, damping and stiffness parameters for linear MIMO mechanical systems of  $n$  degrees of freedom using acceleration measurements has been proposed. The presented identification approach constitutes an extension of the parametric identification method for linear mass-spring-damper mechanical system using position measurements introduced in [Beltran, 2015a]. The parameter values are estimated accurately and algebraically into a small windows of time depending on the numerical integration method and the velocity and precision of the computer processor employed for the implementation of the algebraic estimators. The dynamic performance of the proposed parameter estimators was numerically evaluated for closed-loop tracking tasks of reference trajectories on a 3 DOF MIMO mechanical system. Preliminary computer simulation results show a good estimation of the unknown parameters of the linear vibration mechanical system. Future studies will include the application of the algebraic identification approach to the on-line parametric estimation problem of nonlinear vibrating mechanical systems.

## 6. Bibliography and References

- [1] Beltran Carbajal, F. and Silva Navarro, G., On the Algebraic Parameter Identification of Vibrating Mechanical Systems, *International Journal of Mechanical Sciences*, Vol. 92, pp. 178-186, 2015a.
- [2] Beltran Carbajal, F. and Silva Navarro, G., and Trujillo-Franco, L.G., Evaluation of on-line algebraic modal parameter identification methods, In R. Allemang (ed.), *Topics in Modal Analysis II*, Vol. 15, No. 8, Springer, NY, pp. 145-152, 2014.
- [3] Fliess, M. and Sira-Ramírez, H., An algebraic framework for linear identification, *ESAIM: Control, Optimization and Calculus of Variations*, Vol. 9, pp. 151-168, 2003.
- [4] Le, T. P. and Paultre, P., Modal identification based on the time-frequency domain decomposition of unknown-input dynamic tests, *International Journal of Mechanical Sciences*, Vol. 71, pp. 41-50, 2013.

- [5] Heylen, W., Lammens, S. and Sas, P., *Modal Analysis, Theory and Testing*, Katholieke Universiteit Leuven, Belgium, 2003.
- [6] Beltran Carbajal, F. and Silva Navarro, G., On-line harmonic force estimation in active vibration control of mass-spring-damper systems, *Proceedings of the 22th International Congress on Sound and Vibration*, Florence, Italy, 12-16 July, 2015b.
- [7] Beltran Carbajal, F. and Silva Navarro, G., On-line algebraic parametric identification of uncertain nonlinear vibrating mechanical systems, *Proceedings of the 21th International Congress on Sound and Vibration*, Beijing, China, 13--17 July, 2014.
- [8] Beltran Carbajal, F. and Silva Navarro, G., Adaptive-like Vibration Control in Mechanical Systems with Unknown Parameters and Signals, *Asian Journal of Control*, Vol. 15, No. 6, pp. 1613-1626, 2013.
- [9] Beltran Carbajal, F., Silva Navarro, G. and Arias-Montiel, M., Active Unbalance Control of Rotor Systems Using On-line Algebraic Identification Methods, *Asian Journal of Control*, Vol. 15, No. 6, pp. 1613-1626, 2013.
- [10] Isermann, R. and M. Munchhof, *Identification of Dynamic Systems*, Springer Verlag, Berlin, 2011.
- [11] Ljung, L., *Systems Identification: Theory for the User*, Prentice-Hall, NJ, 1987.
- [12] Mikusinski, J., *Operational Calculus*, 2nd Ed., Vol. 1, PWN & Pergamon, 1983.
- [13] Silva Navarro, G., Beltran Carbajal, F. and Vazquez-Gonzalez, B. Synthesis of an adaptive-like autoperametric pendulum absorber for damped Duffing systems, *Proceedings of the 20th International Congress on Sound and Vibration*, Bangkok, Thailand, pp. 7-11 July, 2013.
- [14] Soderstrom, T. and Stoica, P., *System Identification*, Prentice-Hall, NY, 1989.
- [15] Yang, Y. and Nagarajaiah S., Output-only modal identification with limited sensors using sparse component analysis, *Journal of Sound and Vibration*, Vol. 332, pp. 4741-4765, 2013.

# ROBOT MÓVIL 3.0 UNA EVALUACIÓN DE RENDIMIENTO

***Saul Enrique Benítez García***

Instituto Politécnico Nacional, CIDETEC

*sbenitezg1100@egresado.ipn.mx*

***Jorge Luis de la Cruz Osorio***

Instituto Politécnico Nacional, ESIME Unidad Culhuacan

*jdelacruz1100@egresado.ipn.mx*

***Miguel Gabriel Villarreal Cervantes***

Instituto Politécnico Nacional, CIDETEC

*mvillarrealc@ipn.mx*

## Resumen

En la actualidad existe una gran demanda de sistemas robóticos que presenten un alto grado de precisión y repetibilidad con el propósito de obtener productos de mejor calidad. Uno de los aspectos claves para desarrollar sistemas con un buen desempeño es el sistema de posicionamiento y control. Por tal motivo en el presente trabajo se expone la evaluación de rendimiento de un sistema de posicionamiento con base en odometría y el sistema de control de un robot móvil 3.0. La evaluación del sistema de control se obtiene con base en el cálculo de la repetibilidad, obtenido a través del sistema de odometría del robot móvil. Por otra parte, la exactitud del sistema de localización con base en odometría se compara con los resultados obtenidos de un sistema de localización de faros activos basado en cámaras. Bajo el estándar internacional ISO-9283 se observa que la repetibilidad y la exactitud del robot móvil son apropiadas.

**Palabras Claves:** Exactitud, ISO-9283, repetibilidad, robot móvil 3.0, sistema de localización.



## **Abstract**

*Nowadays, robotic systems with a high accuracy and repeatability are highly used due to the requirement to obtain a superior quality in the final product. One of the main issue to carry out systems with “good” performance is the positioning and control system. For this reason, a positioning performance evaluation based on both odometry and control system of a 3.0 mobile robot, is presented in this work. The control performance evaluation is obtained by computing the repeatability using the obtained result from the odometry system of the mobile robot. On the other hand, the performance of the location system based on odometry is compared by the results obtained with a camera based active beacon location system in order to determine its accuracy. Using the International Standard ISO-9283, the repeatability and accuracy of the mobile robot is suitable.*

**Keywords:** *Accuracy, ISO-9283, location system, mobile robot 3.0, repeatability.*

## **1. Introducción**

Actualmente gracias a los avances tecnológicos en sistemas de medición, actuadores, sistemas de cómputo, sistemas de comunicación y sistemas de energía, han permitido que se mantenga un fuerte interés por la robótica móvil terrestre [Guerrero, et al., 2014], y en particular en el robot móvil 3.0. Este particular interés se debe a que es un robot holónimo que presenta tres grados de movilidad y no contempla grado de direccionalidad, por tal motivo posee total movilidad en el plano, es decir, que tiene la capacidad de moverse en cada instante de tiempo a cualquier dirección independientemente de su orientación [Campion, et al., 1996].

Por otro lado, en robótica móvil, se considera el problema de localización como la parte clave de dichos sistemas, dado que para que un robot móvil navegue de forma autónoma debe tener la capacidad de determinar o estimar su posición y orientación en relación con su entorno, además de conocer la posición de otros objetos o características de interés en el ambiente del robot. Con el propósito de realizar estas acciones los robots móviles utilizan un sistema de posicionamiento que puede ser de tipo absoluto o relativo [Borenstein, et al., 1996] o ambos con la

finalidad de obtener mayor fiabilidad su localización como se muestra en [Fu, et al., 2013]. En [Sin, 2007] se hace uso del GPS (del inglés Global Positioning System) para desarrollar un robot móvil que opere de manera autónoma y manual con el fin de patrullar las calles. Para la localización de un robot AIBO en [Huang, et al., 2006] se propone un método de posicionamiento absoluto configurando 4 altavoces como faros activos de sonido en una posición conocida. En [Guerrero, et al., 2014] se utiliza como sistema de localización absoluta con base en odometría, abordando el problema de seguimiento de trayectorias para un robot móvil basado en su modelo cinemático. Por tal motivo, en este trabajo se presenta la evaluación del sistema de posicionamiento con base en odometría y el sistema de control de un robot móvil 3.0 en un ambiente controlado, asumiendo que se conoce la posición cartesiana inicial y que las ruedas no deslizan. El rendimiento que presenta el robot móvil se determina con base en los parámetros de repetibilidad y exactitud que exhibe dicho sistema.

El resto del documento se encuentra organizado de la siguiente forma: en la sección 2 se describe el modelo cinemático del robot móvil 3.0 y el controlador empleado. En la sección 3 se realiza un análisis del sistema de posicionamiento global con base en odometría. En la sección 4 se exponen las características de la plataforma experimental. La evaluación del rendimiento que presenta el sistema de control y el sistema de posicionamiento del robot móvil 3.0 se presenta en la sección 5 y finalmente en la sección 6 se exhiben las conclusiones del trabajo.

## **2. Métodos**

El desarrollo y explicación del modelo cinemático y dinámico del robot móvil 3.0 es obtenido de [Canudas, et al., 1996] y [Villarreal, 2015] donde se considera que el robot móvil está fabricado como una estructura rígida y que sus ruedas se desplazan sobre un plano horizontal, sin presentar deformaciones y deslizamiento en el punto de contacto.

### **Modelo Cinemático**

La representación esquemática del robot móvil se presenta en la figura1, donde la posición y orientación del robot móvil se representa con el sistema de

coordenadas relativo de movimiento  $\{m_f\}$ , que se encuentra fijo en el centro de geométrico del robot móvil; y para representar el desplazamiento absoluto del robot móvil se utiliza el sistema de coordenadas  $\{\omega_f\}$ , que se encuentra fijo al plano. Siendo  $\dot{\eta}_m = [\dot{x}_m, \dot{y}_m, \dot{\phi}_m]^T$  y  $\dot{\eta}_w = [\dot{x}_w, \dot{y}_w, \dot{\phi}_w]^T$  las velocidades lineales y angulares en el sistema de coordenadas de movimiento y en el sistema de coordenadas absoluto respectivamente. Considerando que las ruedas 1 y 3 tienen un ángulo simétrico de  $\delta = \frac{\pi}{3}$  con respecto al eje  $Y_m$  y la rueda 2 se encuentra alineado con el eje  $X_m$ , es posible representar el modelo cinemático como se muestra en la ecuación 1.

$$\dot{\eta}_w = \begin{bmatrix} \cos(\phi_w) & -\sin(\phi_w) & 0 \\ \sin(\phi_w) & \cos(\phi_w) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \dot{\eta}_m \quad (1)$$

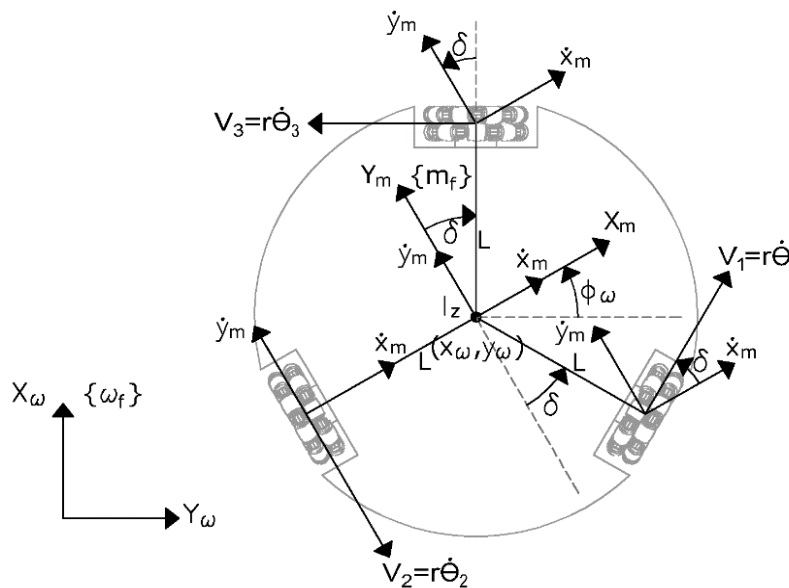


Figura 1 Diagrama esquemático del robot móvil 3.0.

El mapeo entre la velocidad lineal de las llantas y la velocidad angular y lineal en el sistema coordinado del robot móvil está dada por la ecuación 2, donde  $\dot{\theta} = [\dot{\theta}_1, \dot{\theta}_2, \dot{\theta}_3]^T$  es la velocidad angular de cada rueda,  $R = [r, r, r]^T = [0.0508m., 0.0508m., 0.0508m.]^T$  el radio de cada rueda y

$L = 0.1847m$ . la distancia del centro geométrico del robot móvil al centro de la rueda.

$$R\dot{\theta} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & L \\ 0 & -1 & L \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_m \\ \dot{y}_m \\ \dot{\phi}_m \end{bmatrix} \quad (2)$$

### Controlador PD

Considerando el problema de regulación, sea  $\dot{x} = f(x) + g(x)u$  la representación en el espacio de estados del modelo dinámico del robot móvil y  $x = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6]$  como el vector de estados del robot móvil, se propone el controlador presentado en la ecuación (3), donde el vector de par de fuerzas de entrada en las ruedas esta definida por  $u = [u_1, u_2, u_3]^T$  y considerando  $\bar{v} = k_p e + k_d \dot{e}$ , donde  $e = [\bar{x}_d - x_1, \bar{y}_d - x_2, \bar{\phi}_d - x_3]^T$  es el error de posición lineal y angular del móvil entre la posición deseada  $\bar{x}_d, \bar{y}_d, \bar{\phi}_d$  y los estados reales del sistema  $x_1, x_2, x_3, e = [\dot{\bar{x}}_d - x_4, \dot{\bar{y}}_d - x_5, \dot{\bar{\phi}}_d - x_6]^T$  es la velocidad de cambio del error y  $k_p = \text{diag}(k_{p1}, k_{p2}, k_{p3}) \in R^{3 \times 3}$ ,  $k_d = \text{diag}(k_{d1}, k_{d2}, k_{d3}) \in R^{3 \times 3}$  son matrices diagonales definidas positivas que almacenan las ganancias proporcional y derivativa del controlador.

$$u = J^T \bar{v} \quad (3)$$

Cabe mencionar que las ganancias proporcionales  $k_p = \text{diag}(11, 11, 2.4)$  y derivativa  $k_d = \text{diag}(3, 3, 2.3)$ , fueron obtenidas bajo el enfoque heurístico mostrado en [Villarreal, 2012], donde se realiza la sintonización del controlador mediante experimentación y la observación de los mejores resultados.

### Sistema de Posicionamiento Absoluto con Base en Odometría

En el presente trabajo para proporcionar de autonomía al robot móvil, se ha implementado un sistema de posicionamiento absoluto con base en odometría

debido a que brinda una buena precisión a corto plazo, es de bajo costo y permite altas frecuencias de muestreo, como es el caso que se presenta en [Guerrero, et al., 2014], donde se ha utilizado dicho sistema para la localización del robot móvil. Este sistema de posicionamiento es sencillo de implementar debido a que esta con base en ecuaciones que transforman el número de revoluciones de las ruedas en desplazamientos lineales relativos al suelo, considerando una condición de partida definida previamente por el usuario.

Asumiendo que el robot móvil se encuentra en un ambiente controlado, es decir, el espacio de trabajo es una superficie totalmente plana y sin inclinaciones, no existe deslizamiento de las ruedas, y los parámetros cinemáticos del robot móvil presentan una adecuada caracterización, el sistema de posicionamiento con base en odometría es una opción factible. Es bien conocido que al no tomar en cuenta la consideración anteriormente comentada y al no contemplar referencias externas de posicionamiento se genera una acumulación de error considerable. Para la corrección de este error se requiere la implementación de sistemas de procesamiento y medición de alta velocidad y precisión, o bien implementar métodos recientemente desarrollados en múltiples investigaciones, como es el caso que se presenta en [Xu, 2009], donde hace uso de redes neuronales para la calibración y corrección de errores en el sistema de odometría y a su vez realiza un reconocimiento del ambiente en el que se encuentra operando.

Para que el sistema de odometría determine la posición del robot móvil, es requerida una lectura continua de los pulsos generados por los codificadores rotatorios para estimar el desplazamiento lineal de cada rueda a partir de sus respectivos desplazamientos angulares. El esquema mostrado en la figura 2 se representa el funcionamiento general del giro de un motor, el efecto de reducción y el desplazamiento lineal de la rueda.

Dónde:  $q_i$  representa el desplazamiento angular del  $i$ -ésimo motor,  $M = 51$  la relación de movimiento entre la entrada y la salida de la caja de engranajes,  $r$  el radio de la rueda,  $\theta_i$  y  $\Delta S_i$  es el desplazamiento angular y lineal de la  $i$ -ésima rueda, respectivamente. Para el caso de interés se tiene que  $i = 1, 2, 3$ .

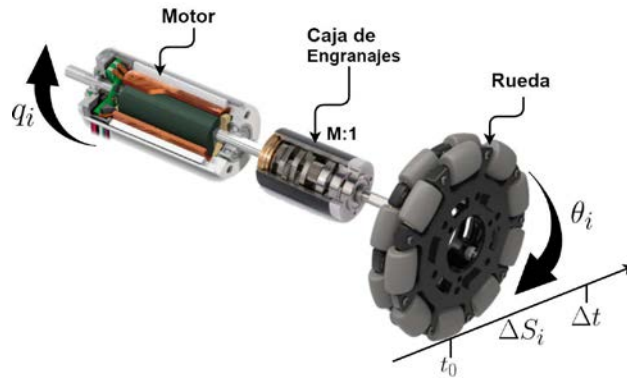


Figura 2 Diagrama esquemático del acoplamiento rueda, caja de engranes y motor.

Por otro lado, se ha considerado que la relación  $M$  y el radio de la rueda  $r$ , es el mismo para cada motor y rueda respectivamente.

El desplazamiento angular  $\theta_i$  es obtenido con base en el desplazamiento angular  $q_i$  de  $i$ -ésimo motor, o de pulsos  $N_p^i$  de la  $i$ -ésima rueda en un intervalo de tiempo  $\Delta t$ , como se muestra en la ecuación 4 donde  $P_v = 256$  es el número de pulsos por vuelta generados por el codificador rotatorio.

$$\theta_i = \frac{q_i}{M} = 2\pi \left( \frac{N_p^i}{P_v M} \right) \quad (4)$$

La transformación de desplazamiento angular a desplazamiento lineal esta dado por la ecuación 5.

$$\Delta S_i = r [\theta_i(t) - \theta_i(t - \Delta t)] = r \Delta \theta_i(t) \quad (5)$$

De las ecuaciones 1 y 2 del modelo cinemático del robot móvil, se obtiene la ecuación 6, que representa las velocidades del robot móvil en el espacio de operación en función del desplazamiento lineal de cada una de las ruedas.

$$\dot{\eta}_w = \begin{bmatrix} \cos(\phi_w) & -\sin(\phi_w) & 0 \\ \sin(\phi_w) & \cos(\phi_w) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & L \\ 0 & -1 & L \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & L \end{bmatrix}^{-1} R \dot{\theta} \quad (6)$$

Realizando una integración numérica, se obtienen las ecuaciones 7, 8 y 9 para determinar la posición absoluta del robot móvil el sistema coordenado  $\{\omega_f\}$  para cada intervalo de tiempo. Donde  $x_{wi}$ ,  $y_{wi}$ , y  $\phi_{wi}$  representan las condiciones iniciales.

$$x_1(t + \Delta t) = x_{wi} - \frac{\Delta S_1}{3} (\sin \phi_w - \sqrt{3} \cos \phi_w) - \frac{\Delta S_3}{3} (\sin \phi_w - \sqrt{3} \cos \phi_w) + \frac{2\Delta S_2}{3} \sin \phi_w \quad (7)$$

## Plataforma Experimental

EL robot móvil cuenta con una estructura base rígida, que fue manufacturada en aluminio debido a que es un material resistente y de alta durabilidad; además de ser ligero, de bajo costo y presenta una alta resistencia a la corrosión. Por otro lado el robot cuenta con una cubierta de acrílico negro de **6mm**, proporcionándole protección y estética. Las dimensiones características del robot móvil (figura 3) en altura y radio son de **0.23 m** y **0.215 m** respectivamente.



Figura 3 Plataforma Experimental.

El prototipo experimental cuenta con una interfaz de comunicación y cuatro subsistemas, figura 4:

- Interfaz de comunicación: La interfaz de comunicación emplea una computadora con MATLAB y un dispositivo de radio frecuencia XBee-Serie-1 para realizar la inicialización de variables y el registro del comportamiento de la plataforma experimental de forma inalámbrica.
- Subsistema de energía: El subsistema de energía cuenta con dos modos de operación: con baterías internas o con fuente externa de alimentación de Corriente Directa (CD), donde el modo de operación es seleccionado mediante un interruptor eléctrico. Durante el modo de operación por fuente externa es posible realizar la carga correspondiente de las baterías internas, esto con la finalidad de seguir operando el prototipo y evitar contratiempos. Por otro lado, se utilizó un convertidor tipo Buck Pololu

D24V22F5 de 5 V a 2.5 A, que proporciona el voltaje y corriente adecuados para los elementos electrónicos

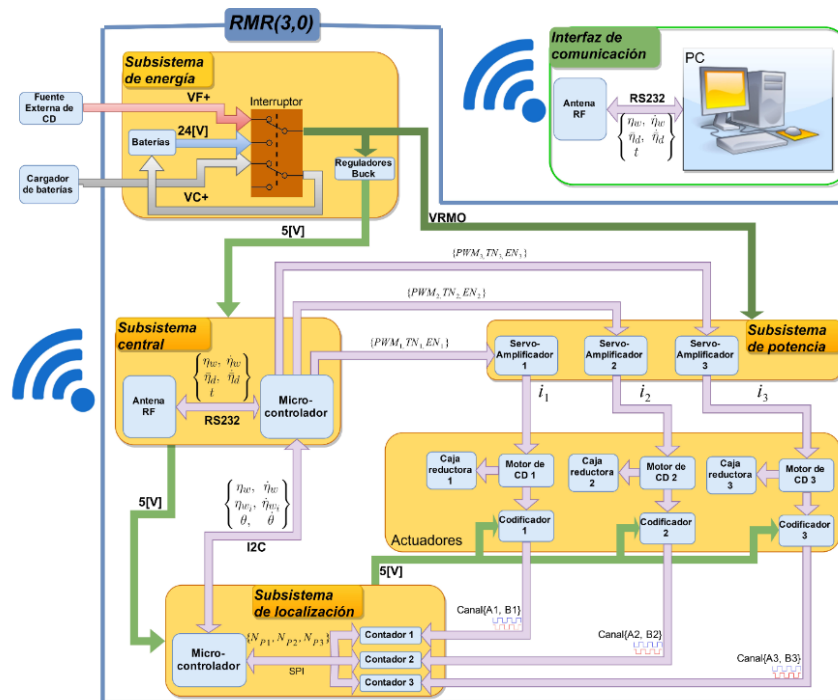


Figura 4 Diagrama del sistema de control.

- Subsistema de localización: El funcionamiento de este subsistema esta con base en dos etapas:
  - ✓ Etapa de adquisición de datos, donde se realiza la lectura de las tres señales de los codificadores ópticos acoplados a los motores y por medio del circuito integrado (C.I.) LS7366R, se convierten en un número entero de 16 bits, el cual contiene el número de pulsos generados por el codificador. El número de pulsos es enviado a la siguiente etapa de estimación de estado mediante el protocolo de comunicación SPI (Serial Pheriferal Interface por sus siglas en inglés).
  - ✓ Etapa de estimación de posición, en donde se estiman los estados actuales del robot móvil a partir del número de pulso  $N_p^i$  obtenidos en la etapa anterior. El vector de estados actuales  $x$  es enviado



mediante el protocolo de comunicación I2C (Inter-Integrate Circuit por sus siglas en inglés) al subsistema central. Para este proceso se hace uso del micro-controlador ( $\mu C$ ) ATmega328P.

- Subsistema central: Dividido en dos etapas que son realizadas en un  $\mu C$  ATmega328P:
  - ✓ La etapa de procesamiento, hace uso de un  $\mu C$  ATmega328P encargado de solicitar de datos al sistema de localización, prosigue con el cálculo de la señal de control necesaria para realizar una tarea específica y transformar este resultado en señales PWM equivalente a la corriente necesaria para producir dicho par con base en la ecuación 10 que resulta del modelo estático del motor, donde  $K_m = 0.0389 \text{ Nm/A}$  es la constante de fuerza del motor de CD,  $i_a$  es la corriente de armadura y  $M = 51$  es la reducción de la caja de engranes.
  - ✓ La etapa de envío de datos, hace uso de una antena RF Xbee-Serie-1 para la transmisión de los estados reales  $x$  a la interfaz de monitoreo.

$$\tau = K_m i_a M \quad (10)$$

- Subsistema de potencia: Este proporciona la potencia eléctrica necesaria para producir movimiento en los motores de CD y que a su vez produzcan un desplazamiento del robot móvil en el plano. Este subsistema se compone por tres servo-amplificador ESCON 50/5 que realizan la interpretación de la señal PWM (generada por el subsistema central) y convertirla en corriente que es suministrada a cada motor de CD del robot móvil.

### 3. Resultados

En esta sección se evalúa el rendimiento del sistema de control y el sistema de posicionamiento con base en las ecuaciones de repetibilidad y exactitud que se encuentran en el estándar ISO-9283 [Standarization, 1991]. El rendimiento del

sistema de control se evaluó con base en el parámetro de repetibilidad, que a su vez es calculado a partir de los resultados del sistema de odometría. Por otro lado evaluación del sistema de posicionamiento se determinó a partir de la exactitud calculada de los datos adquiridos por un sistema de localización de faros activos basado en cámaras. Para evaluar dichos parámetros se consideró un tiempo de muestreo de  $\Delta t = 5\text{ms}$  y condiciones iniciales del robot móvil  $x_{wi} = [0, 0, 0, 0, 0, 0]$ .

### Resultados del Sistema de Posicionamiento

Se propone posicionar al robot móvil en cuatro coordenadas cartesianas con una orientación desfasada  $\phi_w = \frac{\pi}{2} \text{rad}$  entre cada una de ellas, de manera que estas cuatro coordenadas cartesianas formen los vértices de un cuadrado de 1m por lado. Los estados correspondientes a cada una de las coordenadas deseadas son:

$$P_1: \bar{x}_d = [0.5, 0.5, 0, 0, 0, 0], \quad P_2: \bar{x}_d = [-0.5, 0.5, \frac{\pi}{2}, 0, 0, 0],$$

$$P_3: \bar{x}_d = [-0.5, -0.5, \pi, 0, 0, 0] \quad \text{y} \quad P_4: \bar{x}_d = [0.5, -0.5, \frac{3\pi}{2}, 0, 0, 0].$$

Cabe mencionar que el tiempo máximo asignado para posicionarse en cada coordenada es de 8s. En la figura 5a se muestran las coordenadas cartesianas deseadas en superposición con el desplazamiento realizado por el robot móvil para posicionarse en cada una de las cuatro coordenadas cartesianas y en la figura 5b se presenta el comportamiento del robot móvil en orientación con su respectiva orientación deseada.

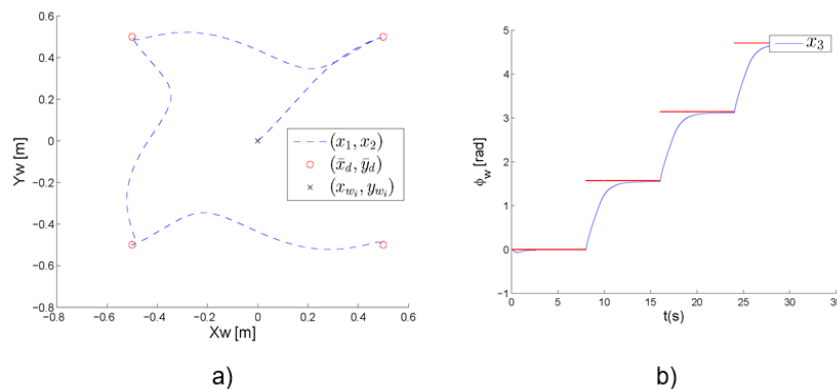


Figura 5 Comportamiento del robot móvil.

En la figura 6 se observa el error en la regulación dada por el sistema de control de  $e = [\pm 0.002m, \pm 0.001m, \pm 0.032rad]$  en  $x_1, x_2$  y  $x_3$  respectivamente.

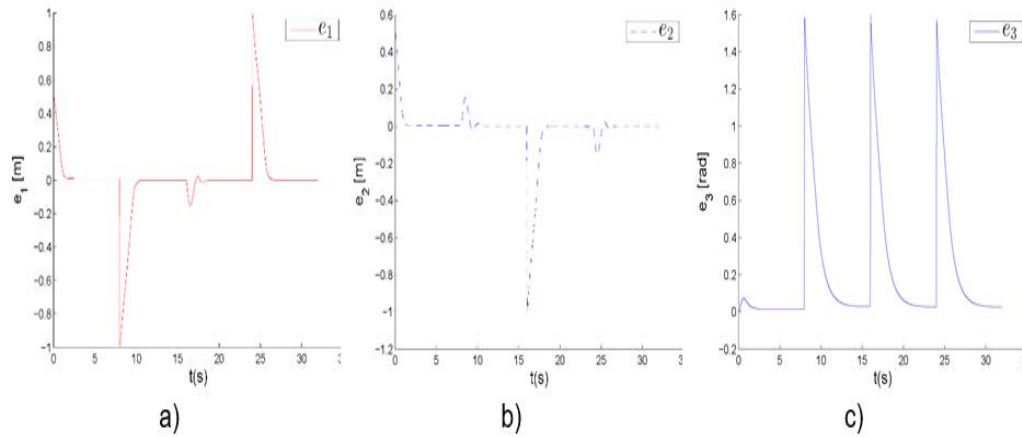


Figura 6 Error en  $x_w$ , Error en  $y_w$ . Error en  $\phi_w$ .

### Repetibilidad

La repetibilidad expresa el grado de concordancia entre las posturas alcanzadas por el robot móvil, después de  $m$  repeticiones, y la postura de referencia. Para  $m$  posturas conocidas, la repetibilidad se obtiene de acuerdo con las ecuaciones 11 y 12, donde  $RP_l$  y  $RP_\alpha$  es la repetibilidad en posición y orientación respectivamente. Cabe mencionar que para el caso de interés se ha omitido el eje coordenado  $Z_w$  dado que el robot móvil solo trabaja en los dos ejes coordenados  $X_w - Y_w$ .

$$RP_l = \bar{l} + 3S_l \quad (11)$$

$$RP_\alpha = \pm 3S_\alpha \quad (12)$$

considerando:

$$\bar{l} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m l_i \quad (13)$$

$$S_l = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m (l_i - \bar{l})^2}{m-1}} \quad (14)$$

$$S_{\alpha} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m (x_3^i - \hat{\phi})^2}{m-1}} \quad (15)$$

$$l_i = \sqrt{(x_3^i - \hat{x}) + (x_3^i - \hat{y})^2} \quad (16)$$

Donde  $x_1^i$ ,  $x_2^i$  y  $x_3^i$  representan el  $i$ -ésimo resultado de las  $m$  repeticiones para cada estado  $x_1$ ,  $x_2$  y  $x_3$  respectivamente,  $\hat{x}$ ,  $\hat{y}$  y  $\hat{\phi}$  representan el valor promedio de las  $m$  repeticiones del experimento.

Por consiguiente para obtener los parámetros de repetibilidad se ha considerado, bajo las mismas condiciones de experimentación, realizar un número de repeticiones de  $m = 30$  y como estados deseados a  $x_d = [0.5, 0.5, 0, 0, 0, 0]$ . Los resultados de las  $m$  repeticiones se muestran en la tabla 1.

El grado de repetibilidad calculado con base en los resultados de la tabla 1, son:  $RP_l = \pm 0.0011m$  y  $RP_{\alpha} = \pm 0.0136rad$  en posición y en orientación respectivamente, donde estos resultados verifican la fiabilidad del sistema de control para realizar una tarea en específico bajo las mismas condiciones de operación.

Tabla 1 Resultados en estado estacionario para  $m = 30$  repeticiones.

# Experimento \ GDL	$x_1^i$	$x_2^i$	$x_3^i$	# Experimento \ GDL	$x_1^i$	$x_2^i$	$x_3^i$
1	0.4963	0.4982	-0.0056	16	0.4955	0.4978	-0.0049
2	0.4961	0.4979	-0.0045	17	0.4958	0.4988	-0.0040
3	0.4962	0.4985	-0.0055	18	0.4956	0.4976	-0.0042
4	0.4955	0.4977	-0.0050	19	0.4954	0.4980	-0.0052
5	0.4960	0.4982	-0.0047	20	0.4952	0.4979	-0.0047
6	0.4960	0.4984	-0.0045	21	0.4956	0.4978	-0.0051
7	0.4957	0.4984	-0.0050	22	0.4958	0.4980	-0.0060
8	0.4960	0.4981	-0.0054	23	0.4960	0.4977	-0.0053
9	0.4952	0.4978	-0.0047	24	0.4960	0.4976	-0.0046
10	0.4959	0.4978	-0.0040	25	0.4964	0.4984	-0.0018
11	0.4953	0.4977	-0.0049	26	0.4954	0.4980	-0.0052
12	0.4957	0.4977	-0.0050	27	0.4960	0.4985	-0.0057
13	0.4957	0.4977	-0.0050	28	0.4954	0.4981	-0.0053
14	0.4955	0.4978	-0.0049	29	0.4958	0.4979	-0.0045
15	0.4958	0.4988	-0.0040	30	0.4959	0.4979	-0.0043

## Exactitud

La exactitud expresa la desviación entre la postura deseada y la media de  $m$  posturas obtenidas, cuando la postura final deseada se dirige en la misma dirección. La exactitud en postura se encuentra dividido exactitud en posición ( $AP_p$ ) y exactitud en orientación ( $AP_\alpha$ ), dadas por las ecuaciones 17 y 18

$$AP_p = \sqrt{(\hat{x}_e - \bar{x}_d)^2 + (\hat{y}_e - \bar{y}_d)^2} \quad (17)$$

$$AP_\alpha = (\hat{\phi}_e - \bar{\phi}_d) \quad (18)$$

Donde  $\hat{x}_e$ ,  $\hat{y}_e$  y  $\hat{\phi}_e$  representan el valor promedio en los estados  $x_1$ ,  $x_2$  y  $x_3$  para las  $m$  repeticiones del experimento.

El registro de datos para el cálculo de la exactitud fue obtenido a partir de un sistema de faros activos basado en cámaras, localizado en la Unidad Profesional Interdisciplinaria en Ingeniería y Tecnologías Avanzadas del Instituto Politécnico Nacional (UPIITA-IPN). Este sistema de localización cuenta con 16 cámaras OptiTrack que operan en un espacio de trabajo útil de  $1.5 \times 1.5m$  y una PC con sistema operativo Windows 7 con procesador Core i7 a 3.5GHz y 32GB de memoria RAM. Este sistema obtiene la posición del robot móvil mediante la triangulación de tres marcadores retro-reflectantes que se colocan en la cara superior del robot. Cabe mencionar que este sistema presentó un margen de error  $M_e = 0.07m$ . Este margen de error se obtuvo mediante el siguiente experimento: se elaboró un cuadrado de  $1m$  por lado, donde en cada arista y en su centro geométrico se colocaron marcadores. Se registraron las posiciones cartesianas de las marcas a través del sistema de cámaras en donde el origen era el centro del cuadrado. Se observó que las distancias del centro del cuadrado a cada vértice, presentaba una variación entre  $0.04m$  a  $0.07m$  entre la posición real y la medida por el sistema de cámaras.

El experimento propuesto para obtener el parámetro de exactitud consiste en obtener los estados correspondientes a  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$  y  $P_4$ . Hay que mencionar además, en el estándar ISO-9283 se establece que el número de muestras mínimo es de  $m = 30$ . Sin embargo, debido al proceso de calibración necesarios

para el sistema de cámaras y el tiempo que conlleva su ejecución, se realizó el registro de datos correspondientes a dos experimentos, resultando en  $m = 2$ . En la tabla 2 se muestran los resultados de exactitud en posición y orientación.

Evaluando los resultados anteriores que se obtuvieron del sistema de cámaras y con base en las ecuaciones 17 y 18 se determinó que el sistema de posicionamiento del robot móvil presenta una exactitud de  $AP_p = 0.0779m$  y  $AP_a = 0.1137rad$  en posición y orientación respectivamente.

Tabla 2 Resultados de cámaras en estado estacionario.

Numero de Corrida	Coordenada GDL (m)	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$
1	$x_1$	0.4176	-0.5131	-0.5112	0.4436
	$x_2$	0.4729	0.4446	-0.5300	-0.5485
	$x_3$	0.0094	1.4810	3.0381	4.5797
2	$x_1$	0.4176	-0.5229	-0.5132	0.4436
	$x_2$	0.4837	0.4319	-0.5418	-0.5590
	$x_3$	0.0193	1.4740	3.06921	4.6176

En la figura 7 se muestra en superposición el desplazamiento realizado por el robot móvil en los dos experimentos realizados, las posiciones deseadas, el radio de exactitud  $AP_p = 0.0779m$ , y el radio del margen de error  $M_e = 0.07m$  de las cámaras. Haciendo referencia a la figura 5a se observa que los resultados registrados por las cámaras y los resultados obtenidos por el sistema de localización por odometría, se comportan de forma similar y además las posiciones alcanzadas se encuentran dentro del radio  $M_e$ , presentando por lo tanto un buen desempeño.

Para mostrar el funcionamiento físico del robot, se ha realizado la grabación del experimento realizado en el apartado 3, extrayendo las imágenes (figura 8) en las que el robot se encontraba en estado estacionario en cada coordenada deseada y de inicio. En es posible observar que el robot móvil exhibe un mayor grado de error en las coordenadas alcanzadas 1 y 3, teniendo un error máximo aproximado de  $0.04$  m y  $0.02$  m en  $X_w$  y  $Y_w$  respectivamente, donde este parámetro fue determinado al superponer un mallado sobre las imágenes obtenidas.

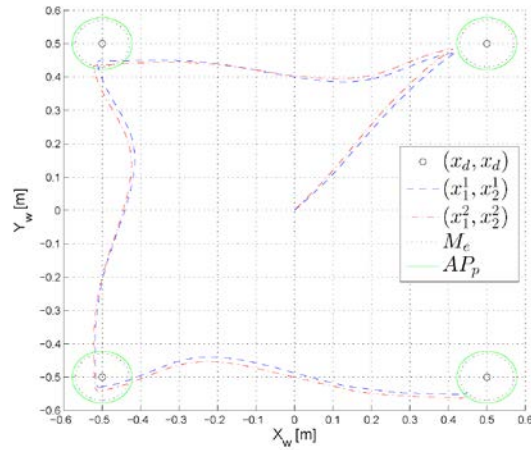


Figura 7 Posición deseada y comportamiento del robot móvil en sistema coordenado.

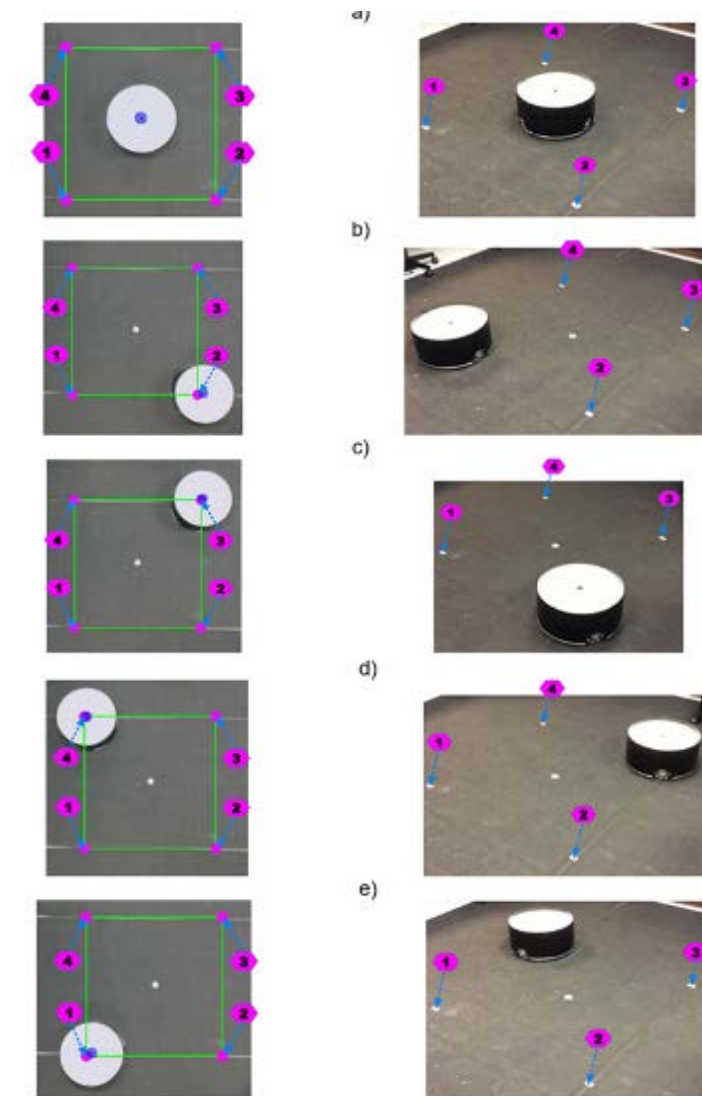


Figura 8 Capturas del posicionamiento del robot móvil 3.0.

## 5. Conclusiones

En el presente trabajo se presentó un robot móvil 3.0 y la evaluación de su sistema de control y de posicionamiento. Esta evaluación fue realizada al determinar el grado de repetibilidad y exactitud en posicionamiento y en orientación con base en el estándar ISO-9283.

Considerando el sistema de odometría como sistema de medición, la repetibilidad que presenta el robot móvil después de realizar 30 veces el experimento fue de  $RP_t = \pm 0.0011$  m y  $RP_o = \pm 0.0136$  rad en posición y en orientación respectivamente. Estos resultados verifican que el sistema de control presenta un buen grado de fiabilidad para realizar una tarea en específico bajo las mismas condiciones de operación.

Al comparar la posición absoluta del robot móvil obtenida a través de un sistema de faros activos basado en cámaras con la posición absoluta del sistema de odometría presente en el trabajo, se obtuvo una exactitud de  $AP_p = 0.0779$  m y  $AP_o = 0.1137$  rad en posición y orientación respectivamente, a pesar de presentar un margen de error  $M_e = 0.07$  m en el proceso de calibración del sistema de cámaras.

Considerando la intersección del radio  $M_e$  con el radio de la exactitud  $AP_p$ , se puede observar que existe una diferencia de  $\pm 0.0079$  m, lo que indica que el sistema de posicionamiento absoluto con base en odometría presenta un buen grado de fiabilidad en la localización del robot móvil.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Cox, I., Blanche-an experiment in guidance and navigation of an autonomous robot vehicle. s.l.:IEEE Transactions on Robotics and Automation, 1991.
- [2] Guerrero-Castellanos, J. F., Villarreal-Cervantes, M. G., Sánchez Santana, J. P. & Ramírez-Martínez, Seguimiento de Trayectorias de un Robot Móvil 3.0 mediante control acotado. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial, pp. 426-434, 2014.



- [3] Dierks, T. & Jagannathan, S., Control of Nonholonomic Mobile Robot Formations: Backstepping Kinematics into Dynamics. Singapore, Singapore: IEEE International Conference on Control Applications, 2007.
- [4] Fu, G. y otros, Precise Localization of Mobile Robots via Odometry and Wireless Sensor Network. s.l.:International Journal Advance Robotics Systems, 2013.
- [5] Huang, J. y otros, Robot Position Identification by Actively Sound Beacons. Instruments and Measurement Technology Conference, pp. 1908-1912, 2006.
- [6] Siegwart, R. & Nourbakhsh, I. R., Introduction to Autonomous Mobile Robots. s.l.:Massachusetts Institute of Technology, 2004.
- [7] Sin, S., Kwon, D. & Myung, J., New Tag Arrangement Pattern for a Differential Driving Mobile Robot Based on RFID System. International Conference on Control, Automation and Systems, pp. 1228 -1233, 2007.
- [8] Standarization, I. O. o., Manipulating Industrial Robots-Performance Criteria and Related Test Methods. s.l.:ISO-9283, 1991.
- [9] Villarreal-Cervantes, M. G., Notas de Lectura: Modelo cinemático y dinámico del robot móvil 3.0. s.l.:s.n, 2015.
- [10] Villarreal-Cervantes, M. G. & Pantoja-García, J. S., Análisis comparativo entre un control heurístico y un PID para un sistema mecatrónico. s.l.:3th International Supercomputing Conference, 2012.
- [11] Xu, H. & Collins, J. J., Estimating the Odometry Error of a Mobile Robot by Neural Networks. s.l.:International Conference on Machine Learning and Applications, 2009.

# BLOOD PRESSURE MEASUREMENT SYSTEM BASED ON OSCILLOMETRIC METHOD

**Jessica Bolaños Olvera**

Universidad Autónoma de Querétaro

*jbo0206@gmail.com*

**Roque A. Osornio Rios**

Universidad Autónoma de Querétaro

*raosornio@hspdigital.org*

**Rosalía Reynoso Camacho**

Universidad Autónoma de Querétaro

*rosalia.reynoso@uaq.mx*

## Resumen

Este trabajo presenta una metodología para la medición no invasiva de la presión arterial, el algoritmo para la obtención de la presión arterial (presión sistólica, media y diastólica) es basado en el método oscilométrico. En el método oscilométrico las presiones son determinadas aplicando un criterio matemático al índice de pulso oscilométrico. En este trabajo es usado el criterio de pendientes para calcular la presión arterial sistólica y presión arterial diastólica. El sistema desarrollado es capaz de obtener los parámetros de presión arterial tanto para humanos como para ratas tipo Wistar, donde las mediciones de la presión arterial en las ratas Wistar se realizan como parte del desarrollo de otras investigaciones científicas en el campo de Química.

**Palabras claves:** Método oscilométrico, no invasivo, presión arterial, presión diastólica, presión sistólica

## Abstract

*This work presents a methodology for the non-invasive measurement of blood pressure, the algorithm for the obtention of blood pressure (systolic, mean and*

*diastolic pressures) is based on the oscillometric method. In oscillometric method the pressures are determined by applying a mathematical criterion to the oscillometric index pulse. In this work the slope criteria to calculate systolic and diastolic pressures is used. The developed system is capable of obtaining the blood pressure parameters for humans and rats, where blood pressure measurements in Wistar rats are realized as part of the development of other scientific research in Chemistry field.*

**Keywords:** *Blood pressure, diastolic pressure, non-invasive, oscillometric method, systolic pressure.*

## **1. Introduction**

The determination of Blood Pressure (BP) is a very important element in medicine and biological sciences due to that, information about the heart condition is provided [Ball et al, 2003]. In this sense, animal based researches have a significant impact in the development of new treatments for human diseases [Cong et al, 2009]. Mice share about 98% of the deoxyribonucleic acid (DNA) with humans [16]; these animals have the tendency to be affected for many health problems that affect the humans. According to [Broten et al, 1997], among all biological signals, blood pressure is one of the most important signal because of this is correlated with a long number of ailments and disorders, so that a suitable system to obtain BP signal is highly supportive for the analysis on the effects of new drugs for diseases control, clinical analysis as well as monitoring the behavior of mice. There are many devices and techniques dedicated to BP detection; the most common for rats is based on the use of an invasive catheter-tip inserted into an artery, as well as a tail-cuff device in rats or a cuff attached at the limbs in humans [Cong et al, 2009], [Monassier et al, 2006], [Malakoff, 2015]. On the other hand, in humans, there are several indirect methods for BP monitoring, such as, pulse method, auscultatory method, ultrasonic/Doppler method, oscillometric method, pulse transit time (PTT), among others [Cuesta, 2004], [Fernández, 1985]. One of the most common ways to obtain the BP parameters is through the auscultatory method [González, 2008], in this method, the BP is taken by an

expert. In [Escobar, 2012], a system for non-invasive measure continuous BP without cuff is mentioned, in this paper the PTT is the base for the development of the system. [Ball et al,2003] presents an algorithm based on oscillometric method for the estimation of BP parameters, in this work height criteria are mentioned for the estimation of the systolic and diastolic pressure, as well as the use of a commercial equipment to perform the validation of the results, the DOCTUS IV [Valdés, 2011]. The aforementioned works present a non-invasive way to obtain the BP parameters; however, this does not exclude the invasive methods as in [Ramírez, 2001], where an algorithm is used to acquire the BP parameters by means of a catheter inserted in a blood vessel of a human being. In animals, the most commonly indirect method for BP monitoring is the cuff technique, in which BP is measured using a variety of methods for sensing the changes in blood flow over the tail or limb, such as photoelectric sensors, oscillometric sensors, Doppler sensors, chamber volume sensors and acoustic sensors [Pickering et al, 2005]. The BP measurements by means of direct method use a radio telemetry technique or via indwelling catheters externally connected over mounted transducers [Monassier et al, 2006], [Pickering et al, 2005]. Different works have been carried out by BP monitoring through the direct method, such as the work presented in [Kramer et al, 1999], that describes one of the first possibilities for recording systolic, diastolic and mean BP, as well as the heart rate, and locomotor activity in freely moving mice, using a commercial telemetry and a data acquisition system, the system presented in the aforementioned work is achieved by an invasive method, in which, the paper describes the surgical technique for implanting a small radio-telemetry transmitter; likewise, the paper presents the differences among the indirect tail-cuff plethysmography method, the direct measurements by fluid-filled arterial catheters and the radio-telemetry used in the developed system. Related with the invasive method, in [Mills et al, 2000] a radio telemetry device is described; the implantable device provides measurements of systolic, diastolic and mean BP, as well as the heart rate and locomotor activity. On the other hand, in [Cong et al, 2009] the authors present the development of a real time wireless implantable blood pressure sensing microsystem for laboratory mice. The

aforementioned BP measurement modes are based on invasive methods, in which a surgical procedure and therefore the use of anesthesia is necessary in order to place the implant, which often causes distortions over the BP measurements. Different works about indirect BP measurements are mentioned below. A BP monitoring system using a photoconductive cell, to illuminate mice's tail by a small electric lamp is presented in [Van Nimwegen et al, 1973], in this system, the measurements are based on the sphygmomanometer method, in which, the pulsations in the arteries of the tail are converted into an electrical signal, after that, BP signal is displayed on an oscilloscope; the use of anesthesia to obtain the measurements is mentioned in this paper. In [Feng et al, 2009], BP measuring in mice is realized with a non-invasive BP monitoring system named CODA; the authors of this work provide an experimental protocol for accurately measure the tail-cuff blood pressure with this commercial system. In the same way, in [Infante et al, 1997] is reported a system that uses tail-cuff BP and an electrocardiogram (ECG), where plethysmographic pulse and BP signal are used in order to calculate systolic and diastolic BP parameters. The aforementioned system is based on sphygmomanometric method to obtain systolic and diastolic BP. According to [Pickering et al, 2005] it should be emphasized that regardless of the method used for measuring BP, systemic anesthesia should be avoided whenever feasible/possible because of the well-documented effects of anesthetics on cardiovascular function. In conclusion the invasive method is more accurate in relation to the tail-cuff, due to the BP measurements that can be continuously achieved and they are obtained directly from the artery, however, the cost of the implementation of this method, due to the implants should be analyzed according to the type of research performed; in addition, some surgical skills and training should be considered especially for small species such as mice. On the other hand, tail-cuff methods have served a valuable role in experimental hypertension research [Pickering et al, 2005], these methods are under development because some of these do not provide diastolic BP. Another aspect to consider in the indirect method is that the rat should be trained in order to avoid stress when the cuff is placed; besides, indirect methods have the advantage of they do not need a

surgical procedure and they are less expensive in relation direct methods. Different commercial equipment for BP measurement are presented in the literature, however the cost of these is high and they are completely closed in hardware and software architecture. When an investigation is carried out, the analysis is required and probably the implementation of new elements for the measurement of new variables, therefore, control over the hardware and software of the equipment allows habilitation, development and continuous improvements in this process, in order to obtain a suitable equipment for the needs of the investigation that is carried out. In this sense, and due to the need to obtain the blood pressure parameters in rats for the development of several investigations that are executed in the Universidad Autónoma de Querétaro, this work presents the development of a non-invasive blood pressure system for rats in which the methodology is based on the oscillometric method.

### **Oscillometric method**

The most employed BP measure method in automatic devices is the Oscillometric method [Gamboa et al, 2007]. This method consists on inflating a cuff 20 to 30 mmHg above systolic pressure to ensure the occlusion of the artery, further to this, the cuff is deflated at rate of 3 mmHg per second. The aim of this method is to find the oscillations at the time the cuff is deflated. In the Oscillometric technique [Valdés,2011], the cuff is slowly deflating, due to this, the walls on the artery begin to vibrate as the blood flows through the artery partially occluded, these vibrations are recorded by the electronic transducer which oversee blood flow. On the other hand, while the cuff is slowly deflated, the oscillations are increased to a maximum amplitude and then decrease until they disappear in the point the cuff is completely deflated and the blood flow returns to normal. In the Oscillometric method the systolic pressure and diastolic pressure are determined by applying a mathematical criterion to the envelope curve that is produce by the oscillometric index pulse of the oscillations that were recorded by the pressure transducer. Figure 1 shows the oscillometric signal, and the parameters involved. In the oscillometric method, the only parameter that is measured is the mean BP,

and the systolic and diastolic BP are estimated. Likewise, the way to obtain systolic and diastolic BP parameters according to [Gamboa et al, 2007] are based on height or the slope analysis. Figure 2 shows the way to relate the oscillometric index pulse (OIP) and BP signal in order to find systolic and diastolic BP by the height and slope analysis. In the height-based method, the desired pressure values are determined as the pressure of the cuff at which the ratio of the oscillometric index pulse at the peak relative to the maximum index pulse is equal to certain predetermined values, while, the slope-based criterion is determined by looking at the maximum and minimum slope points in the envelope curve. Figure 3 shows the relation between the BP cuff signal and the oscillometric index signal.

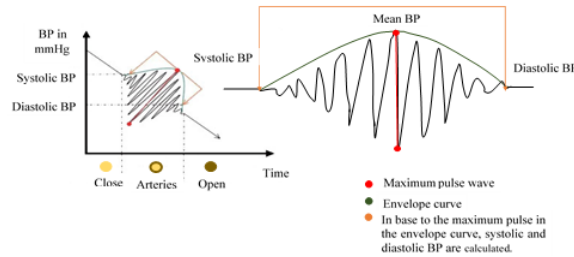


Figure 1 Oscillometric signal.

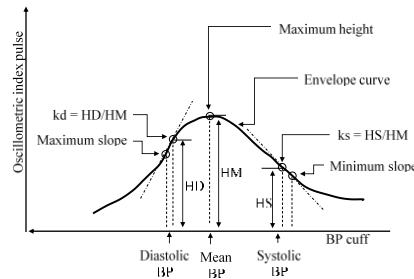


Figure 2 Oscillometric index pulse.

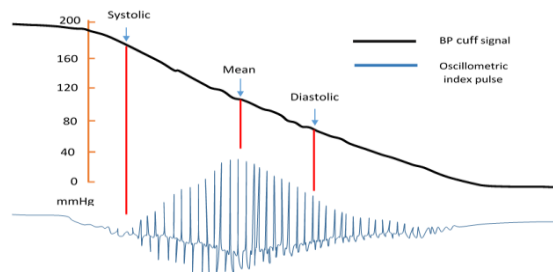


Figure 3 BP cuff signal when it is deflated vs Oscillometric index pulse.

## 2. Methods

In this section proposed methodology for the obtaining of BP is presented. First, arterial vibration is obtained by means of the occlusion cuff. These vibrations were recorder by a pressure transducer coupled to the occlusion cuff. Next, obtained vibration signal is submitted to a pre-processing stage in which a low pass filter to 10 Hz was used in order to remove high frequency noise induced by the inflation process of the cuff. Filter signal was digitized by a 12 bit-ADC embedded in a Beaglebone black board at a sampling frequency of 1 kHz. Once obtained the digital signal, it was filtered by a pass band digital filter in order to obtain the oscillometric index pulse signal. For this case, digital filter type IIR Butterworth was used. In this point of methodology, the systolic, mean and diastolic pressures was obtained by applying the slope criterion on the envelope of the OIP signal calculated by a peak detection algorithm.

The previously paragraph describe the methodology and the next section show in more detail all the sections before mentioned; first figure 4 shows the methodological diagram of the system for the measurement of blood pressure, which is composed of 4 main modules, "Module of acquisition of the blood pressure signal", this module was composed of a pump (5 V supply voltage), solenoid valve (5 V supply voltage), an occlusion cuff (for the case of the rat, this was placed in the tail because in this is the distal continuation of the aorta is presented [Olds, 1979], whereas in the humans a occlude band of 22-32 cm was placed in the arm), a MP3V5050DP pressure transducer with typical 3 V supply voltage as well as a maximum pressure range of 50 kPa (375.03095 mmHg) according to the maximum blood pressure range required for both rats an humans this element was suitable for the application. For the control of the pump, the solenoid valve and the digitization of the BP signal was used the low power computer board Beaglebone Black. Regarding the frequency of sampling, according to the American Heart Association (AHA) [AHA Committee,1975] committee, the Task force of the Europe Society of Cardiology and the North American Society of Pacing and Electrophysiology recommend that Electrocardiogram (ECG) sampling frequency range of 250-500 Hz is optimum for



accurate characterization of heart rate variability [Ahmad et al,2010]. Follows the Shannon sampling theorem and in relation to the typical frequency spectrum range from heart rate of the signals in humans and in Wistar rats the sample of 1 kHz was sufficient to provide correct estimation for the OIP. The next module corresponds to the “Analog filter”, how was describe previously it was a 10 Hz low pass analog filter; the typical frequency spectrum of human heart rate is 1-1.666 Hz whereas the typical frequency spectrum of Wistar rats is 6.33-7.4833 Hz so the analog filter does not eliminate information from the oscillations caused due to the walls of the artery.

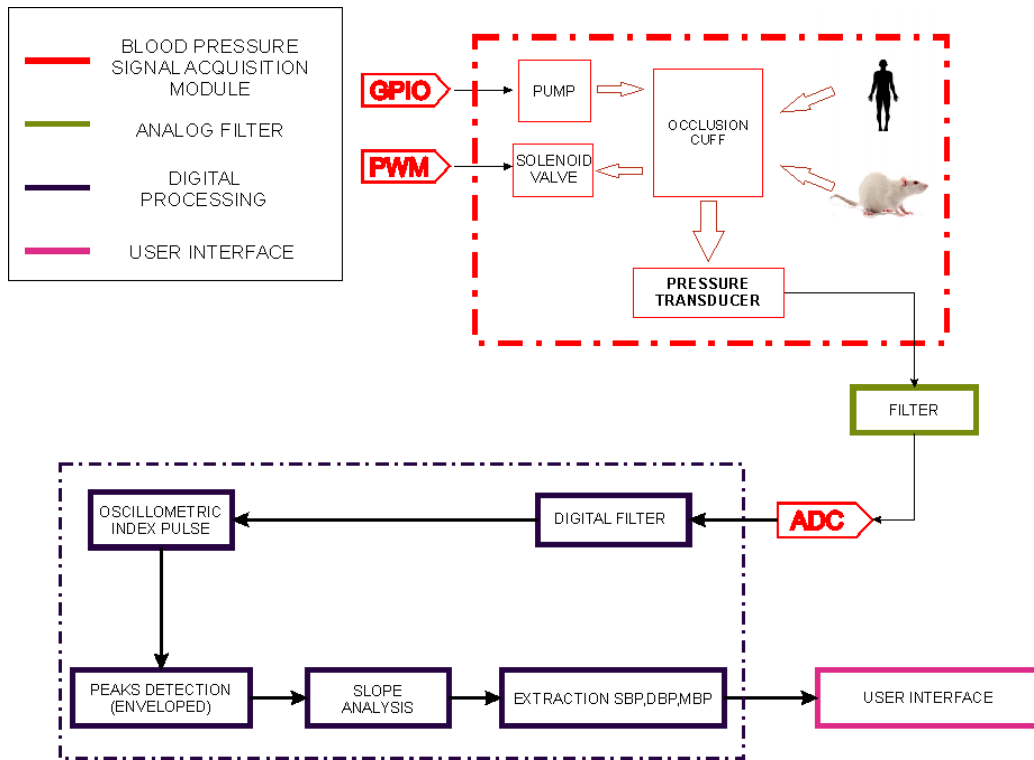


Figure 4 Methodological diagram for the BP measurement.

The “Digital processing” this module corresponds to the software analysis of the BP signal, this module was divided in two fundamental parts: the acquisition of the BP signal and an algorithm of analysis of the pressure signal of the deflation cuff. The acquisition of the BP was performed in a real time by the interaction of the Beaglebone Black board and a user interface in Matlab® platform, in the user

interface the data analysis option was available, which corresponds to the analysis of the deflation BP cuff signal, the processing that was applied to the signal was by software in the Matlab platform, the first paragraph of this section that describe the methodology describe the elements of this module. Finally, the last modulo “User interface” includes the BP cuff signal and shows the BP parameters. The methodology aforementioned was used for calculate the BP parameters in 2 different cases of study: humans and rats, the digital filter is the only module that was different due to the heart rate is different in both species, so the results are presented for both cases. The experimental set up for the human case was performed in base to the Mexican Norm [PROY-NOM-030-SSA2-217] the norm describe the basic procedure for take the blood pressure, while for the second case the measurements were performed in a Wistar rat weighing 442 grams, the procedure to maniple the rat was in base to the Official Mexican Norm [NOM-062-ZOO-1999], for the test, three occlusion cuff of different internal diameter were use and five test were performed by each occlusion.

### **3. Results**

In this section, the obtained results for both cases of study using the proposed methodology are presented, first section shows the results for tests realized on humans; figure 5 shows the BP cuff signal, where the inflation signal is depicted in red and the deflation signal of the occlusion cuff is depicted in blue. As mentioned in the methodology the signal of interest is the signal of deflation occlusion so the analysis is performed on this signal; following the steps described in the methodology figure 6 shows the OIP depicted in green, envelope curve depicted with circles in red and the derivate for the envelop curve in black. Finally figure 7 shown the values for BP parameters in both signals, deflation cuff signal and OIP, the SBP is depicted in a red circle, the MBP with a black square and finally the DBP with a blue triangle; the red diamond, black cross and blue asterisk represent the moment in which the SBP, MBP and DBP appear in the slope analysis that was made over the envelope curve. For each tests performed the same procedure was followed.

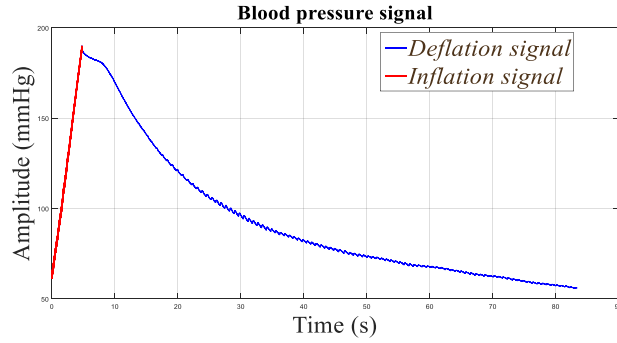


Figure 5 BP cuff signal.

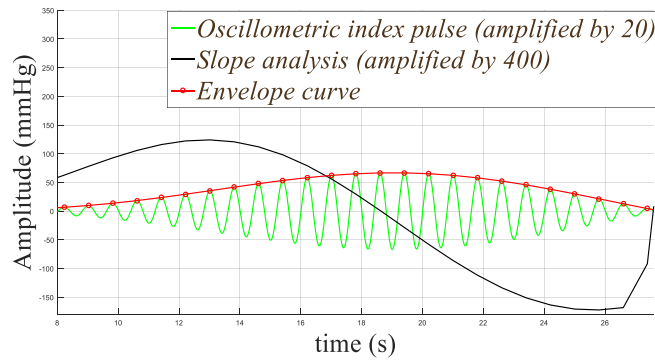


Figure 6 Analysis for obtain BP parameters.

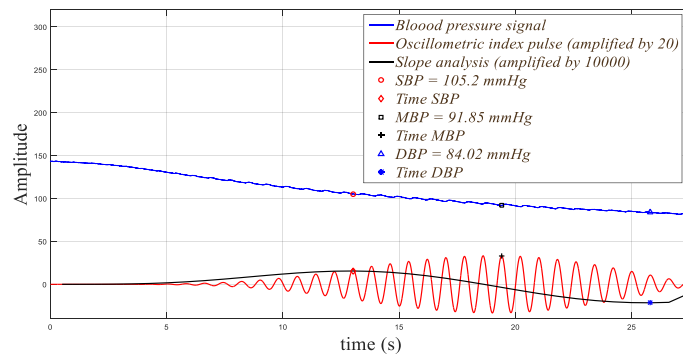


Figure 7 Establishment to the BP parameters in deflation cuff signal and OIP.

In the next section the total results are presented. Figure 8 shown the BP signal for ten samples that are presented and over each signal the BP parameters; SBP is depicted in a red circle, MBP is depicted in a yellow square, and finally DBP is depicted in a blue diamond. Table 1 shows the BP parameters for each test.

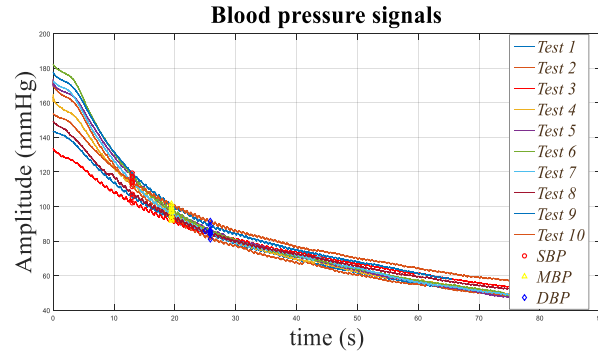


Figure 8 BP parameters obtained for the human case.

Table 1 Results for each test in humans.

Test	SBP (mmHg)	MBP (mmHg)	DBP (mmHg)
Test 1	105.2	91.85	84.02
Test 2	111.4	92.7167	85.8
Test 3	102.1	92.3212	85.8
Test 4	113.8	96.8553	86.29
Test 5	116.6	97.5336	85.64
Test 6	117.6	98.4497	84.84
Test 7	113.9	95.0563	84.92
Test 8	107.2	94.4983	84.44
Test 9	119.5	100.021	88.94
Test 10	114.8	101.5107	91.57

In the next section Wistar rat results are presented, figure 9 shows the BP cuff signal, the inflation signal depicted in red and the deflation signal depicted in blue, while the figure 10 shows the oscillometric index pulse depicted in magenta, the derivate to the envelope curve is represent in black and envelope curve is depicted in red circles. Figure 11 shows the BP parameters, SBP is depicted in a red circle, MBP is depicted with a black square and DBP is depicted with a blue triangle, the value for each parameter is shown in the figure, as well as the moment in which each parameter appears in the slope analysis that was made over the envelope curve. Figures 12a, 12b and 12c, shown the results for the BP parameters with the occlusion cuff A, B and C respectively; the figures show the BP signal for each sample and over each signal the BP parameters, SBP is depicted in a red circle, MBP is depicted in a black square, and finally DBP is depicted in a blue triangle. As presented in the methodology for each occlusion cuff five test were performed, the BP parameters are shown in table 2.

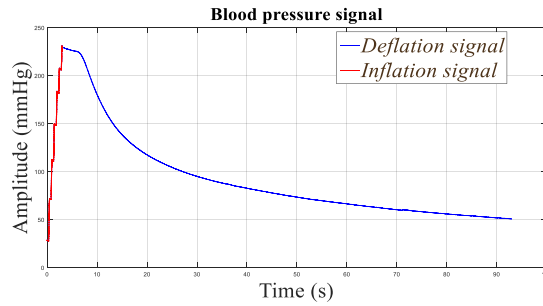


Figure 9 BP cuff signal.

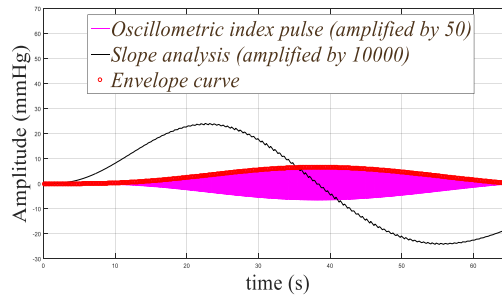


Figure 10 Slope analysis over the envelope curve for obtain the BP parameters.

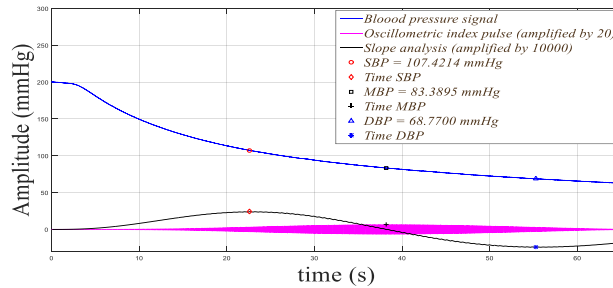


Figure 11 Establishment to the BP parameters in deflation cuff signal and OIP.

#### 4. Discussion

In order to validate the methodology, both cases were compare, for the case in humans, the results were compared with the commercial equipment OMRON, for each sample taken with the development equipment another was taken with the commercial equipment. As shown in table 1 and table 3, the results obtained with the proposed methodology are congruent with the commercial equipment. By means of the arithmetic mean and standard deviation, the ranges of BP parameters for OMRON equipment and the proposed methodology are shown in table 4.

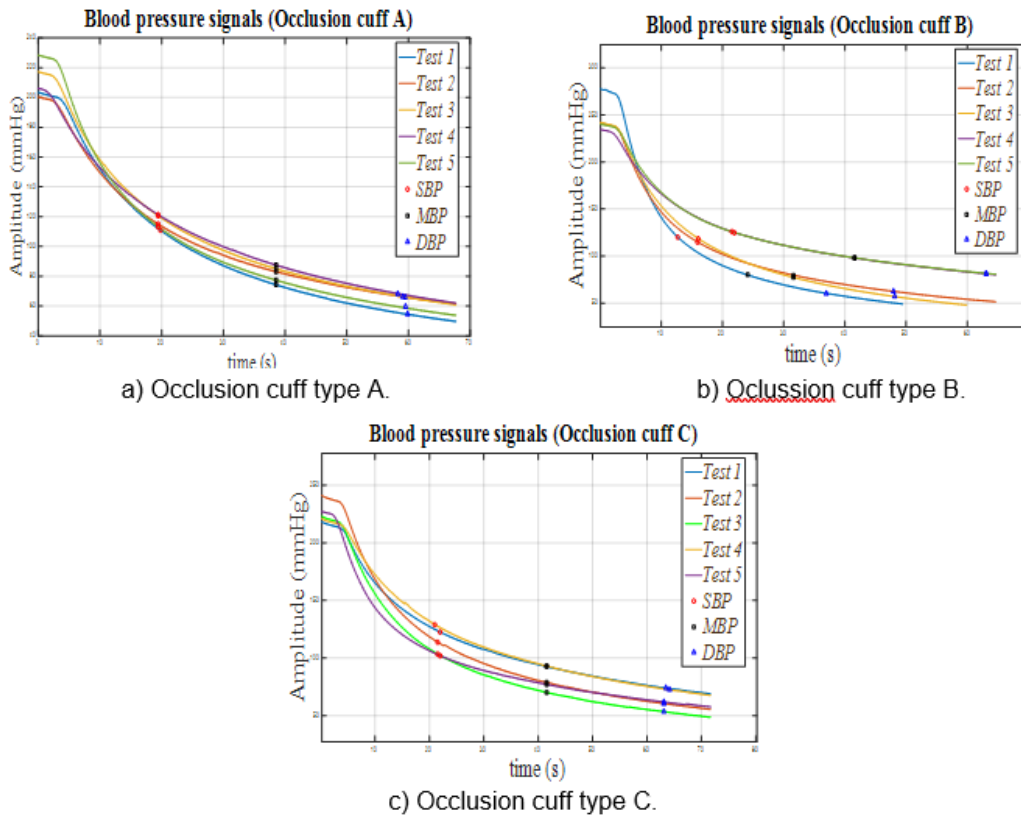


Figure 12 BP parameters for each occlusion cuff.

Table 1 Results for each test in Wistar rat.

<b>Occlusion Cuff A (15 mm internal diameter)</b>			
Test	SBP (mmHg)	MBP (mmHg)	DBP (mmHg)
Test 1	101.8263	84.6687	77.0766
Test 2	107.421	83.389	68.77
Test 3	112.96	82.474	67.231
Test 4	108.552	83.449	70.898
Test 5	103.027	81.719	71.298
<b>Occlusion Cuff B (12 mm internal diameter)</b>			
Test	SBP (mmHg)	MBP (mmHg)	DBP (mmHg)
Test 1	94.5619	77.765	69.3665
Test 2	94.941	78.33	69.603
Test 3	98.4	78.97	69.734
Test 4	107.514	84.094	71.864
Test 5	118.223	83.445	66.056
<b>Occlusion Cuff C (15 mm internal diameter)</b>			
Test	SBP (mmHg)	MBP (mmHg)	DBP (mmHg)
Test 1	106.8976	82.486	70.2802
Test 2	108.53	83.135	68.052
Test 3	99.322	79.102	69.453
Test 4	97.317	85.207	79.152
Test 5	99.862	79.152	76.8

Table 2 Results from OMRON equipment.

Test	SBP (mmHg)	MBP (mmHg)	DBP (mmHg)
Test 1	106	92	85
Test 2	109	93.666	86
Test 3	105	92.333	86
Test 4	114	95.333	86
Test 5	116	98.666	90
Test 6	117	95	84
Test 7	114	94	84
Test 8	106	90	82
Test 9	118	97.333	87
Test 10	114	98.666.91	91

Table 3 Ranges for BP parameters.

OMRON equipment		
SBP(mmHg)	MBP (mmHg)	DBP (mmHg)
111.9±4.931	94.232 ± 3.928	86.1 ± 2.7264
Proposed methodology		
SBP(mmHg)	MBP (mmHg)	DBP (mmHg)
112.210 ± 5.683	95.081 ± 4.232	86.226 ± 2.317

As shown in the table 4, the deviation between the proposed methodology and the OMRON equipment is very small, therefore it is established that the results are congruent. For the Wistar rat, in [Wang et al,2013] the author presents BP measurements which were obtained from the caudal ventral artery and femoral artery in Wistar rats the results are presented in table 5, both methods aforementioned are invasive procedures. Comparing the results presented in table 2 with the results obtained from [Wang et al,2013] table 5, it is perceived that the pressure parameters obtained from the proposed methodology are within the ranges of the invasive method caudal except for test 3 in occlusion cuff A and test 5 occlusion cuff B, which present an error of 4.16 and 9.425 mmHg respectively, on the maximum estimate of the systolic blood pressure, whereas for the diastolic pressure the error was 0.769 and 1.9744 mmHg respectively and were below the estimate established by the invasive method. To delimit the BP ranges for the proposed methodology, the arithmetic mean and the standard deviation were obtained, the results are presented in table 6. Although the results obtained by the system are not completely accurate to those presented by the direct method, these

are within the range; the variability of the presented results can be due to several factors, among them that the measurement of the BP by indirect methods allows the animal to remain awake and place the animal in the holder and position the occlusion cuff in the tail, can cause stress in the rat (although the rat was previously trained), whereas with the direct method the rat is kept asleep and therefore the stress is avoided; another factor that may influence variations in BP is the rat itself, since the comparative values were extracted from results reported [Wang et al,2013]; however, to observe the dispersion of the system presented in this work as compared to the caudal method (direct method) the BP must be measured with both methods; but the material and human resources were not qualified to carry out this invasive procedure and only a comparative was realized with results reported in the literature.

Table 4 BP Parameters for invasive methods.

<b>Caudal ventral artery</b>		
SBP (mmHg)	MBP	DBP (mmHg)
108.8 – 85.6	100.9 – 78.9	92.2 – 68
<b>Femoral artery</b>		
123.1 – 105.3	107.2 – 85.8	96.1 – 74.3

Table 6 Ranges for the BP parameters.

<b>SBP (mmHg)</b>	<b>MBP (mmHg)</b>	<b>DBP (mmHg)</b>
103.957 ± 6.803	81.85 ± 2.483	71.042 ± 3.772

## 5. Conclusions

In conclusion, the oscillometric method is a suitable methodology for the obtention of BP parameters in both Wistar rats and humans. In the work developed, the results obtained for both case studies were compared, in the case of humans with a commercial system having favorable results while in the case of Wistar rats the results obtained were compared by invasive methods were compared, although in this case obtained some variations the next step of the research is to compare the system developed with a commercial system to be able to have the same test subject (Wistar rat) and to take the BP with both systems and in this sense to know the variability of the proposed system.



## 6. Bibliography and References

- [1] Aha Committee, Recommendations for standardizations of leads and specifications for instruments in ECG and VCG. *Circulation*, 52, 11-251975, 1975.
- [2] Ahmad, S., Bolic, M., Dajani, H., Groza, V., Batkin, I., & Rajan, S., Measurement of heart rate variability using an oscillometric blood pressure monitor. *IEEE transactions on instrumentation and measurement*, 59(10), 2575-2590, 2010.
- [3] Ball-Llovera, A., Del Rey, R., Ruso, R., Ramos, J., Batista, O., & Niubo, I., An experience in implementing the oscillometric algorithm for the noninvasive determination of human blood pressure. In *Engineering in Medicine and Biology Society*, 2003. Proceedings of the 25th Annual International Conference of the IEEE (Vol. 4, pp. 3173-3175). IEEE. September, 2003.
- [4] Broten, T. P., Kivlighn, S. D., Harvey, C. M., Scott, A. L., Schorn, T. W., & Siegl, P. K. S., Techniques for the measurement of arterial blood pressure. *Measurement of cardiovascular function*, 1997.
- [5] C. A. Ramírez, Algoritmo para el cálculo de la presión sistólica y diastólica en el ventrículo izquierdo. Presented in *Memorias II Congreso Latinoamericano de ingeniería biomédica*, Habana, Cuba, May. 2001.
- [6] Cong, P., Chaimanonart, N., Ko, W. H., & Young, D. J., A wireless and batteryless 10-bit implantable blood pressure sensing microsystem with adaptive RF powering for real-time laboratory mice monitoring. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 44(12), pp. 3631-3644, 2009.
- [7] Cuesta, *Medición de la Tensión Arterial*, Dept. Enfermería, Valencia Univ., España, Sep. 2004.
- [8] Escobar-Restrepo, B. Y., Sistema para la medición de la presión arterial continua no invasiva sin brazalete, Doctoral dissertation, *Biomédica, Mecatrónica y Mecánica*, 2014.
- [9] Feng, M., & DiPetrillo, K., Non-invasive blood pressure measurement in mice. *Cardiovascular Genomics: Methods and Protocols*, pp. 45-55, 2009.

- [10] Fernández-Abascal, E. G., El tiempo de tránsito del pulso: un índice de cambios en la presión arterial. *Estudios de Psicología*, 6(21), pp. 21-33, 1985.
- [11] Gamboa, W., Rodríguez, L., Cháves, A., de Colombia, F. C., & de Bioingeniería, G., Dispositivo Digital para el registro continuo de presión arterial de forma no invasiva y ambulatoria. In VII Congreso de la Sociedad Cubana de Bioingeniería, 2007.
- [12] González, Significación de los ruidos de la presión sanguínea. Sociedad Mexicana para el estudio de la hipertensión arterial, 2008.
- [13] Hernández, El modelo en las investigaciones biomédicas. *Biomedicina*, vol. 2, no. 3, pp. pp. 252-256, 2006.
- [14] Infante-Vázquez, O., Sánchez-Torres, G., Martínez-Memije, R., Flores-Chávez, P., Pastelin-Hernández, G., & Sánchez-Miranda, M., Medición de la presión arterial utilizando el retardo en el pulso distal, *Rev Bras Eng Bioméd*, 13, pp. 81-92, 1997.
- [15] Kramer, K., Voss, H. P., Grimbergen, J. A., Mills, P. A., Huetteman, D., Zwiers, L., & Brockway, B., Telemetric monitoring of blood pressure in freely moving mice: a preliminary study, *Laboratory Animals*, 34(3), pp. 272-280, 2000.
- [16] Leong, X. F., Ng, C. Y., & Jaarin, K., Animal models in cardiovascular research: hypertension and atherosclerosis. *BioMed research international*, 2015.
- [17] Malkoff, J., Non-invasive blood pressure for mice and rats. *Animal Lab News*, Kent Scientific Corporation, pp. 1-12, 2005.
- [18] Mexicana, N. O. NOM-062-ZOO-1999, Especificaciones Técnicas para la producción, cuidado y uso de los animales de Laboratorio. México: Diario Oficial de la Federación, 1999.
- [19] Mills, P. A., Huetteman, D. A., Brockway, B. P., Zwiers, L. M., Gelsema, A. M., Schwartz, R. S., & Kramer, K., A new method for measurement of blood pressure, heart rate, and activity in the mouse by radiotelemetry. *Journal of Applied Physiology*, 88(5), pp. 1537-1544, 2000.

- [20] Monassier, L., Combe, R., & El Fertak, L., Mouse models of hypertension. *Drug Discovery Today: Disease Models*, 3(3), pp. 273-281, 2006.
- [21] Olds, R. J. A., colour atlas of the rat: dissection guide. Wolfe Medical Publications Ltd, 1979
- [22] Pickering, T. G., Hall, J. E., Appel, L. J., Falkner, B. E., Graves, J., Hill, M. N., & Roccella, E. J., Recommendations for blood pressure measurement in humans and experimental animals. *Circulation*, 111(5), pp. 697-716, 2005.
- [23] Prevención, S., de la Salud, P., de Integración, S., & del Sector Salud, D. proyecto de norma oficial mexicana proy-nom-030-ssa2-2017, para la prevención, detección, diagnóstico, tratamiento y control de la hipertensión arterial sistémica.
- [24] Valdés, M. J. G., & Kuchinskaia, D. V., Mejoras del método oscilométrico de medición de la presión no invasiva en el monitor de paciente DOCTUS VI. *Revista Ingeniería Electrónica, Automática y Comunicaciones* ISSN: 1815-5928, 31(1), pp. 55-59. 2011.
- [25] Van Nimwegen, C. H. R., Van Eijnsbergen, B., Boter, J., & Mullink, J. W. M. A., A simple device for indirect measurement of blood pressure in mice. *Laboratory animals*, 7(1), pp. 73-84, 1973.
- [26] Wang, Y., Cong, Y., Li, J., Li, X., Li, B., & Qi, S. Comparison of invasive blood pressure measurements from the caudal ventral artery and the femoral artery in male adult sd and wistar rats, *PLoS one*, 8(4), e60625, 2013.
-

# INGENIERÍA ONTOLÓGICA APLICADA EN EL DISEÑO DE UN SISTEMA DE ONTOLOGÍAS PARA LA GESTIÓN DE HORARIOS

***Maricela Claudia Bravo Contreras***

Universidad Autónoma Metropolitana  
*mcbc@correo.azc.uam.mx*

***Francisco Pavón Gutiérrez***

Universidad Autónoma Metropolitana  
*teorema06@gmail.com*

***José Alejandro Reyes Ortiz***

Universidad Autónoma Metropolitana  
*jaro@correo.azc.uam.mx*

***Roberto Alfonso Alcántara Ramírez***

Universidad Autónoma Metropolitana  
*raar@correo.azc.uam.mx*

## **Resumen**

En este artículo se describe el proceso de ingeniería ontológica aplicado en el diseño y construcción de un sistema de ontologías para la gestión de horarios. Se presenta la metodología detallada que se implementó, la cual consistió de las siguientes etapas: especificación de las preguntas de competencia, diseño modular y basado en dominios del sistema de ontologías, diseño y evaluación de cada ontología individualmente, integración de las ontologías y evaluación general del sistema de ontologías mediante preguntas de competencia. Como resultado se obtuvo un sistema de ontologías que cumple con los principios de diseño de claridad, coherencia, modularidad, y usabilidad. Finalmente se evaluó la competencia de la ontología ejecutando las preguntas de competencia a través de la definición de reglas de inferencia lógica.

**Palabras Claves:** Ingeniería ontológica, principios de diseño de ontologías, sistema de ontologías.

## **Abstract**

*In this paper we describe the ontological engineering process applied in the design and construction of an ontology system for academic schedule management. We present the detailed methodology that was implemented, which consisted of the following stages: specification of competency questions, modular and domain-oriented design of the ontology system, design and evaluation of each ontology, integration of ontologies and general evaluation of the ontology system. As a result, a system of ontologies was obtained that complies with the design principles of clarity, coherence, modularity, etc. Finally, the competence of the ontology was evaluated by executing the competency questions through the definition of inference and query rules.*

**Keywords:** *Ontology engineering, ontology design principles, ontology system.*

## **1. Introducción**

La ingeniería ontológica es el proceso mediante el cual se diseñan y aplican métodos, técnicas y principios de diseño con el objetivo de producir una ontología o sistema de ontologías. Una pregunta frecuente durante el diseño de una ontología es decidir sobre la incorporación de otras ontologías en una sola. En este artículo nos referimos al concepto de **sistema de ontologías** como una ontología que incluye o incorpora otras ontologías, dentro de la cual se definen relaciones semánticas que existen tanto entre conceptos como entre individuos de las diferentes ontologías importadas. El objetivo de la ingeniería ontológica es apoyar todas las etapas del diseño y desarrollo de manera eficiente para lograr ontologías de calidad. Un factor clave para lograr la eficiencia durante el diseño de ontologías es la incorporación de principios de diseño.

Los principios de diseño son criterios de calidad que guían y orientan el diseño y construcción de las ontologías con el objetivo principal de lograr ontologías reutilizables, fáciles de mantener y actualizar a lo largo de su vida útil. Asimismo, a

partir de los principios de diseño es posible proponer mecanismos para evaluar la calidad del diseño de una ontología. En esta sección se presenta una revisión de los principios de diseño que han sido propuestos y discutidos por renombrados autores en la literatura especializada.

Thomas Gruber [Gruber, 1993] fue uno de los primeros autores que describió principios de diseño aplicables a las ontologías. Gruber propuso un conjunto de criterios de diseño cuyo propósito era compartir el conocimiento y facilitar la interoperabilidad entre programas mediante una conceptualización compartida. Los criterios de diseño de ontologías descritos por Gruber son los siguientes:

- Claridad. Especifica que una ontología debe comunicar efectivamente el significado intencional de los términos definidos. Las definiciones deben ser objetivas e independientes del contexto social o computacional. Siempre que sea posible, una definición debe estar completa con las condiciones necesarias y suficientes, en lugar de ser parcialmente definida. Todas las definiciones deben documentarse en lenguaje natural.
- Coherencia. Establece que una ontología debe generar inferencias que sean consistentes con las definiciones. Esto implica que todos los axiomas definidos en la ontología deben ser consistentes lógicamente. La coherencia también debe aplicarse a los conceptos descritos en lenguaje natural en la documentación. Si un enunciado que puede inferirse de los axiomas contradice una definición dada informalmente, entonces la ontología es incoherente.
- Extensibilidad. Establece que una ontología debe diseñarse anticipando los posibles usos del vocabulario. Debe ofrecer el fundamento conceptual para un rango de tareas anticipadas, y la representación debe de construirse de tal forma que se pueda extender y especializar la ontología monotónicamente. En otras palabras, debe permitir la definición de nuevos términos para usos especiales basados en el vocabulario existente.
- Tendencia de codificación mínima. La conceptualización debe ser especificada a nivel de conocimiento sin depender de una codificación particular a nivel de símbolos.

- Compromiso ontológico mínimo. Una ontología debe poseer el compromiso ontológico mínimo y suficiente para soportar las actividades requeridas de conocimiento compartido. Esto significa que una ontología debe hacer tan pocas aclamaciones como sea posible sobre el espacio del mundo que está modelando, permitiendo que las partes adheridas a la ontología tengan la libertad de especializar e instanciar la ontología como sea necesario.

En [Fox, 1998] los autores propusieron seis características para evaluar un Modelo Empresarial. Estas características fueron propuestas para responder a la pregunta de ¿Cómo se puede determinar cuál ontología es la correcta para determinada tarea? Para dar una pauta sobre la operatividad de estas características, los autores definen el concepto de competencia del modelo de la siguiente forma: dado un modelo apropiadamente instanciado y un demostrador de teoremas, la competencia de un modelo es el conjunto de preguntas que el modelo puede responder. Otro significado de competencia se refiere a la expresividad requerida de la ontología para representar las preguntas de competencia y para caracterizar sus soluciones. Con base a este concepto de competencia, explican las características que se listan a continuación:

- Completitud funcional. Esta característica es determinada por la competencia de la ontología. Esto es, el conjunto de preguntas que puede responder con un modelo instanciado apropiadamente.
- Generalidad. La generalidad de una ontología puede determinarse verificando si la unión de preguntas de un amplio conjunto de funciones, inclusive provenientes de diferentes sectores, es reducible al conjunto de preguntas de competencia de la ontología en cuestión.
- Eficiencia. La eficiencia de una ontología puede medirse calculando el número de inferencias lógicas por segundo requeridas para responder una pregunta. Sin embargo, los autores toman en cuenta que existe más de una forma para representar el mismo conocimiento y que cada representación no tiene la misma complejidad al responder a una clase específica de

preguntas. Por lo tanto proponen calcular la complejidad promedio de las preguntas de competencia para estimar la eficiencia.

- Claridad. La claridad de una ontología se logra mediante la axiomatización. Esto es, proporcionar definiciones formales de los objetos, sus relaciones y sus atributos.
- Precisión. Esta característica se refiere al grado en el que las definiciones de los conceptos se declaran distintos entre sí. Por ejemplo: si un concepto está incluido en otro, o qué conceptos se encuentran en la intersección o en la unión de dos o más conceptos.
- Granularidad. Esta característica se refiere a la capacidad de una ontología de representar conceptos en diferentes niveles de abstracción.
- Minimalista. Esta característica se determina utilizando los axiomas para determinar que por cada objeto o concepto en la ontología, no existe otro objeto que sea lógicamente equivalente.
- En [Morbach, 2009] los autores establecieron que una ontología debe cumplir con dos objetivos prioritarios: ser usable y reutilizable:
  - a) La reutilización la definen como el grado en el que un módulo de software u otro producto puede ser utilizado en más de un programa de cómputo o sistema de software. En particular, la reutilización de ontologías puede definirse como la capacidad de adaptación de una ontología a contextos de aplicación arbitrarios, incluyendo aquellos contextos que no fueron previstos al momento de la creación de la ontología.
  - b) La usabilidad, por otro lado denota el grado en el que un componente de software es útil para una tarea o aplicación específica. El término también tiene la connotación de facilidad de uso, refiriéndose al esfuerzo requerido por un usuario para utilizar un sistema de software dado. El objetivo de la usabilidad de una ontología es minimizar el esfuerzo requerido para adecuar la ontología de tal forma que pueda ser usada por humanos o máquinas en un contexto



de aplicación dado. En este sistema de ontologías se atendieron los principios de Modularidad, Coherencia, Claridad y Usabilidad.

En relación con las metodologías para el diseño y construcción de ontologías, [Gómez, 3] establece que una metodología se compone de métodos, técnicas, procesos y actividades. En esta sección se presenta una revisión de las metodologías de diseño de ontologías.

La metodología para construir la ontología CyC fue presentada por [Lenat, 1990]. Los autores proponen tres métodos para la construcción de una ontología: extracción manual y codificación del conocimiento, extracción semi-automática y codificación del conocimiento, y extracción completamente automática y representación del conocimiento.

[Uschold, 1995] presentaron una metodología para desarrollar y evaluar ontologías, la cual fue refinada y mejorada después por [Uschold, 1996]. Esta metodología incluye las siguientes etapas: identificar el propósito, construir la ontología – captura de la ontología, codificación de la ontología, integración de ontologías existentes -, evaluación y documentación.

En [Grüninger, 1995] los autores describen el proceso de construir una ontología para el proyecto TOVE (Toronto Virtual Enterprise). La metodología consiste de las siguientes etapas: describir el escenario de motivación, definir las preguntas de competencia, definir la terminología de la ontología (objetos, atributos y relaciones), y especificar las definiciones y restricciones, finalmente la evaluación de la ontología se realiza por el teorema de completitud.

En [Berner et al., 1996] los autores presentaron una metodología para construir ontologías para el proyecto KACTUS. El objetivo de la metodología era reutilizar las ontologías existentes y evaluar la factibilidad de reutilizar conocimiento en sistemas complejos. Esta metodología estableció los siguientes procesos generales: desarrollo de la lista de requerimientos (especificación de la aplicación), identificación de los términos generales para generar un modelo preliminar, estructuración y refinamiento de la ontología, y búsqueda de ontologías pre-existentes para reutilizarlas.

METHONTOLOGY fue presentada por primera vez por [Gómez, 1996]. Posteriormente refinada y detallada por [Fernández et al, 1997], [Fernández, 1981], y [Fernández, 1999]. El objetivo de esta metodología es facilitar la construcción de ontologías. METHONTOLOGY define un proceso de desarrollo y un ciclo de vida el cual consiste de las siguientes actividades: especificación, conceptualización, formalización, implementación, y mantenimiento. La conceptualización consiste en: construir el glosario de términos, construir la taxonomía de conceptos, construir el diagrama de relaciones binarias, y construir el diccionario de conceptos.

CommonKADS [Schreiber, 2000] es una metodología que reconoce la necesidad de reutilizar elementos del modelo de conocimiento o una combinación de éstos. La metodología CommonKADS incluye las siguientes etapas: identificación del conocimiento, especificación del conocimiento, y refinamiento del conocimiento.

La metodología NEON [Suárez, 2010] se basa en el uso de patrones de diseño. Esta metodología propone la reutilización de ontologías de un repositorio público de ontologías y un conjunto de patrones de diseño conocidos para integrarlos mediante procesos de re-ingeniería. Las etapas generales de esta metodología son: identificación de requerimientos, identificación de los patrones de diseño disponibles, dividir y transformar el problema en problemas parciales, encontrar las coincidencias de los problemas parciales con los patrones de diseño, seleccionar el patrón de diseño, aplicar el patrón de diseño para hacer una composición, evaluar las soluciones parciales, e integrar las soluciones parciales.

A pesar de que se han presentado varias propuestas metodológicas para la construcción de ontologías, éstas no consideran la incorporación de principios de diseño desde la especificación de la competencia de la ontología, hasta su evaluación final.

En este artículo se presenta una metodología integral para el diseño y construcción de un sistema de ontologías para la gestión de horarios. La metodología descrita se basa en los principios de diseño de coherencia, inteligibilidad y modularidad. La evaluación de la ontología se realiza con base a su competencia y atendiendo una lista inicial de preguntas de competencia.

## 2. Métodos

En esta sección, se describe detalladamente la metodología integral que se implementó para el diseño, construcción y evaluación del sistema de ontologías para la gestión de horarios. Uno de los aspectos más importantes de esta metodología es que se aplica para el diseño y construcción de ontologías de dominio de aplicación.

De acuerdo con [Morbach, 2009] una ontología de dominio tiene como objetivo capturar el conocimiento de todo un dominio de aplicación como la física, la química o la ingeniería.

Las principales características que fueron incorporadas en esta metodología son las siguientes:

- a) Diseño del sistema de ontologías con orientación a dominios.
- b) Centrado en la reutilización de las ontologías mediante el diseño modular.
- c) Lograr que las ontologías resultantes sean coherentes.
- d) Metodología iterativa e incremental.
- e) Evaluación del sistema de ontologías basada en principios de diseño de calidad.
- f) Especificación y evaluación de la competencia del sistema de ontologías por medio de preguntas de competencia.

Esta metodología está prevista para realizarse con un equipo de trabajo integrado por un grupo de expertos en el dominio de aplicación, un grupo de programadores con experiencia en el desarrollo de aplicaciones que explotan ontologías, y un grupo de ingenieros ontológicos. La figura 1 presenta la metodología dividida en cuatro etapas.



Figura 1 Etapas de la metodología para la construcción del sistema de ontologías.

## **Etapas 1. Diseño General del Sistema de Ontologías**

Durante esta etapa se realiza el diseño general del sistema de ontologías, identificando primero los conceptos clave, a partir de estos conceptos definir cuáles son las clases candidatas y separando por dominios los módulos del sistema de ontologías:

- Elicitación de términos. El diseño general de sistema de ontologías para la gestión de horarios se inició con la elicitación de términos; para ello se implementó una técnica de Preguntas de Competencia, la cual consiste en la definición de una lista de preguntas que la ontología debe ser capaz de contestar con todos los conceptos (clases), propiedades entre conceptos, propiedades entre conceptos y datos, los axiomas y reglas definidas en la ontología. Se solicitó a los participantes en el equipo de diseño de la ontología que indicaran las preguntas que les interesaba que la ontología fuera capaz de contestar con respecto al escenario que se planteó al inicio del ejercicio. De esta actividad la lista de preguntas de competencia resultante es la siguiente:

¿En qué salón se encuentra profesor “Pérez”?

¿Cuáles son los cursos que se imparten en el salón F305 los días martes?

¿Qué horario tiene el profesor “Suárez”?

¿Cuáles son los cursos que tienen en su nombre la palabra “programación”?

¿Cuáles son los cursos que se imparten los martes de 10:00 a 12:00?

¿Cuáles son los cursos que pertenecen al Tronco General?

¿Cuáles son los cursos que pertenecen al Tronco Básico Profesional?

¿Cuántos créditos tiene el curso “Teoría de la Computación”?

¿Cuáles son los cursos que pueden llevar corrección?

¿Qué profesores imparten la materia de “Compiladores”?

¿Cuántos créditos suman todos los cursos del área de Sistemas de Información?

¿Cuáles son las claves de los cursos del área de Sistemas Embebidos?

¿Cuáles son las horas y los días en que se imparten los cursos del tronco Inter y Multidisciplinar?

¿Cuáles son los cursos que requieren autorización para inscribirse a ellas?

¿Quiénes son todos los profesores que pertenecen a la División de Ciencias Básicas?

Como resultado de la elicitación de términos, se identificaron los siguientes conceptos como clases candidatas: institución, profesor, estudiante, curso, salón. Antes de finalizar la lista de conceptos, es necesario determinar si se requiere más de una ontología, para ello se deben responder a las siguientes preguntas:

¿La lista de términos identificados podría especializarse de tal forma que su manejo se facilite en una ontología separada?

¿Es posible clasificar los términos en más de una ontología con un dominio particular claramente diferenciado en cada ontología?

¿De qué tamaño será la población de cada ontología y qué tan dinámica será dicha población?

- Identificación de módulos del sistema de ontologías. Esta actividad consiste en realizar un análisis de la lista de términos para identificar los conceptos principales del dominio de la aplicación, los cuales serán representados por ontologías separadas. El objetivo de esta actividad es aplicar el principio de diseño de Modularidad, para obtener ontologías individuales, auto contenidas, reutilizables y más fáciles de actualizar. En particular, para este sistema se identificaron las siguientes ontologías: Persona, UEA (curso), Salón, y Grupo. Las cuales se integrarían en un sistema de ontologías para la gestión de horarios.

## **Etapas 2. Diseño y Evaluación de las Ontologías Individuales**

Durante esta etapa se realiza el diseño y evaluación de cada una de las ontologías que se definieron en la etapa anterior. Como resultado de la identificación de módulos, se decidió que los siguientes conceptos fueran implementados como ontologías individuales: Persona, UEA (curso), Salón, y

Grupo. Por cada una de estas ontologías se debe realizar el proceso iterativo que se muestra en la figura 2, el cual señala las actividades de: definir y verificar las relaciones taxonómicas; definir las relaciones entre objetos y las relaciones entre tipos de datos; realizar la axiomatización de clases, de propiedades y de individuos; y finalmente evaluar cada una de las ontologías individuales.



Figura 2 Proceso del diseño y evaluación de las ontologías individuales.

#### Descripción de la Ontología Persona:

- Paso 1. En este paso se realizan dos actividades: la definición de la jerarquía de clases y la validación de las relaciones taxonómicas. Como resultado del proceso de diseño de la ontología Persona, se definió la jerarquía de clases que se muestra en la figura 3. La jerarquía de clases consiste de tres clases principales llamadas Persona, GradoAcademico y Departamento. La clase Persona se sub-clasifica en Alumno, Empleado y Visitante, la Clase Empleado se sub-clasifica en Academico y Administraivo, y la clase Academico se sub-clasifica en Ayudante y Profesor. Todas estas clases se definieron para representar a los diferentes tipos de personas que pueden existir en un entorno académico. Para validar que la jerarquía de clases es “semánticamente” correcta se deben enunciar las relaciones taxonómicas; por ejemplo: un Profesor es un Academico, es un Empleado, y es una Persona. Si el enunciado suena congruente para el ser humano y experto del dominio del tema modelado, entonces la jerarquía es correcta.

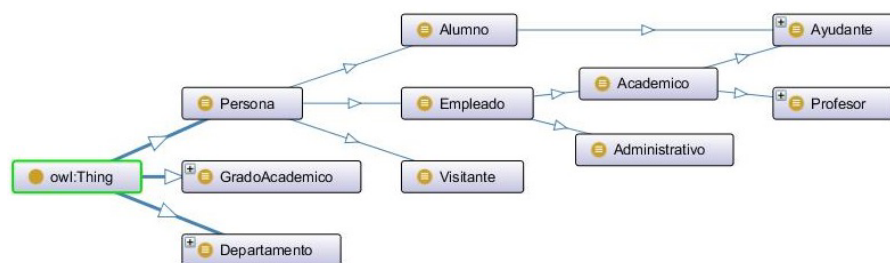


Figura 3 Jerarquía de clases de la ontología *Persona*.

- Paso 2. En este paso se realizan las siguientes actividades: definición de las relaciones entre clases y tipos de datos (dataProperties), así como las relaciones entre clases (objectProperties). Las propiedades de datos representan atributos o características de cada concepto. En una jerarquía de clases se definen primero todos los atributos que son comunes para todos los conceptos; las características comunes deben especificarse en el nivel de clase correcto. Así mismo, es muy relevante especificar una característica distintiva para cada concepto (sub-clase) de la jerarquía de clases para facilitar la tarea de clasificación de individuos del razonador. Las propiedades entre clases que se definieron en la ontología *Persona* son *tieneDepartamento* y *tieneGradoAcademico*, que se utilizaron específicamente con la clase de *Profesor*. Para cada relación entre objetos se debe decidir si la relación es de alguno de los siguientes tipos: funcional, inversa funcional, transitiva, simétrica, reflexiva, etc.
- Paso 3. Definición de axiomas de clases, propiedades e individuos. Durante este este paso se realiza la axiomatización de clases, la cual requiere que por cada clase se determine el conjunto de propiedades (dataProperties, objectProperties) necesarias y suficientes que cada individuo debe cumplir para pertenecer a la clase. También se definen otros tipos de axiomas como: clases disjuntas, cierre axiomático sobre propiedades, y axiomas de cobertura sobre clases. Por cada propiedad definida se deben identificar el tipo de restricciones a utilizar: restricciones de cardinalidad, restricciones existencial o universal, o restricciones de valor. La axiomatización o conceptualización de ontologías puede definirse como el proceso mediante

el cual todos los conceptos (o clases) de una ontología se definen explícitamente estableciendo las condiciones (o restricciones) necesarias y suficientes sobre el conjunto de propiedades de datos o de objetos. En una jerarquía de clases todas las propiedades comunes se heredan en las sub-clases, por lo tanto, se deben definir un conjunto mínimo de propiedades específicas y distinguibles en cada sub-clase para poder identificar de forma inequívoca a cada concepto dentro de la ontología.

En la figura 4 se muestran varios ejemplos de la implementación de axiomas sobre la clase Profesor. Por ejemplo: se observa que un Profesor por el hecho de ser Persona hereda las restricciones sobre las propiedades de tieneGenero y tieneNombrePersona. Así mismo se observa que por ser Empleado hereda la restricción sobre la propiedad de tieneNumEconomico y que por ser Academico hereda las restricciones de tieneCategoriaNivel, tieneCorreoElectronico y tieneDepartamento. Adicionalmente se estableció una restricción más sobre la propiedad tieneGradoAcademico. Por todas las restricciones anteriores, un individuo de la clase Profesor, para pertenecer a esta clase, debe cumplir con todo el conjunto de restricciones, tanto las heredadas como las propias.

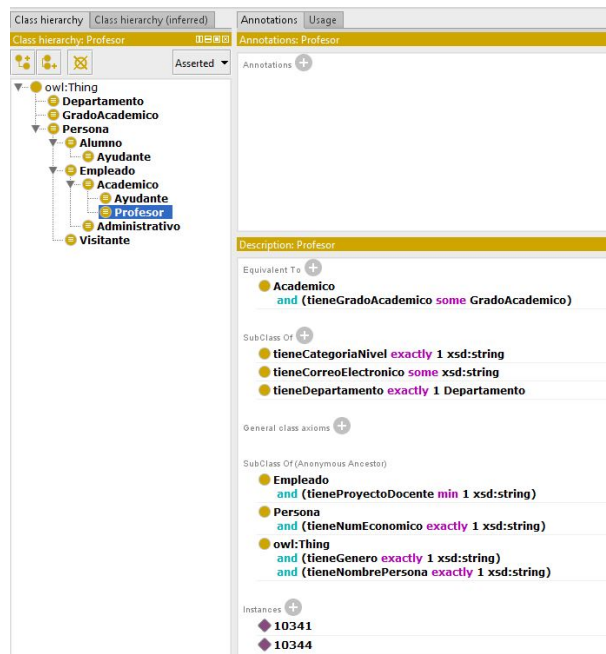


Figura 4 Descripción de la clase Profesor.



- Paso 4. En este paso se realizan las actividades de poblado y corrección de la ontología. El propósito de instanciar individuos en la ontología es para verificar el uso de los conceptos definidos, verificar si los tipos de datos especificados para las propiedades son correctos e intuitivos. En esta actividad se realiza la evaluación de la “usabilidad” de la ontología para la creación de nuevos individuos. Si alguna propiedad de datos o de clases no es clara ni útil, ésta se modifica o se elimina definitivamente.
- Paso 5. En este paso se ejecutan las tareas de chequeo de consistencia lógica del razonador para verificar que la ontología poblada sea lógicamente congruente. En la figura 5 se muestran las propiedades de objetos y de datos de un individuo instanciado en la clase de Profesores. La ontología fue evaluada verificando que fuera consistente lógicamente.

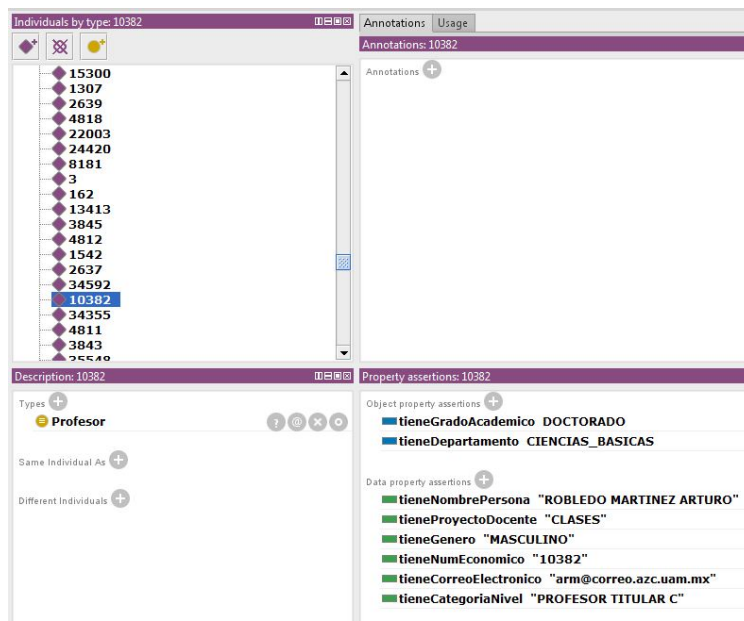


Figura 5 Propiedades instanciadas de un individuo de la clase Profesor.

### Etapa 3. Integración del Sistema de Ontologías

Durante esta fase se realiza la importación de las ontologías individuales dentro de una ontología general para la gestión de horarios. La figura 6 muestra las ontologías importadas en la ontología Horario.

La figura 7 muestra los IRIs de las ontologías importadas en la ontología Horario.

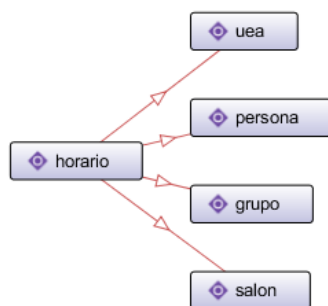


Figura 6 Ontologías importadas en el sistema de ontologías.

```
Ontology: <http://www.academia_uam.com/informacion_academica/ontologies/horario.owl>
Import: <http://www.academia_uam.com/informacion_academica/ontologies/grupo.owl>
Import: <http://www.academia_uam.com/informacion_academica/ontologies/persona.owl>
Import: <http://www.academia_uam.com/informacion_academica/ontologies/salon.owl>
Import: <http://www.academia_uam.com/informacion_academica/ontologies/uea.owl>
```

Figura 7 Ontologías importadas en la ontología **Horario**.

El sistema de ontologías Horario especifica que cada individuo de la clase Horario deberá tener exactamente un grupo, deberá tener exactamente una UEA, y que será identificado exactamente por un único Id. También hereda las restricciones de que los días de clases deberán ser de la clase Dia, que tendrá máximo un salón asignado y que tendrá máximo un profesor asignado, que debe definir un cupo del curso, y una hora de clase. Los axiomas de clase definidos son todos de tipo disyunción. La clase Horario es disjunta de las siguientes clases: Grupo, Dia, Departamento, GradoAcademico, Persona, Salon, Area, Exigencia, Tronco y Uea.

#### **Etapas 4. Evaluación del Sistema de Ontologías**

La evaluación del sistema de ontologías se realiza de dos formas: la primera se refiere a la verificación del cumplimiento de los principios de diseño y la segunda se refiere a la competencia del sistema de ontologías, es decir, si ésta es capaz de responder a cada una de las preguntas de competencia que se especificaron al principio de la metodología. La verificación de consistencia lógica del sistema de

ontologías se ejecuta para verificar que ninguna de las definiciones y axiomas de clase tienen contradicciones lógicas, o que algún individuo instanciado en la ontología contradice los axiomas definidos. Esta actividad final de razonamiento consiste en ejecutar las tareas de clasificación taxonómica, derivación de tipos y verificar consistencia.

### 3. Resultados

Como resultado de la ejecución de la metodología de diseño, en la figura 8 se muestran las métricas del sistema de ontologías para la gestión de horarios. Como se puede observar, el sistema consta de más de 20 clases o conceptos principales, un total de 12 propiedades entre objetos, 23 propiedades de datos y un total de 1069 individuos. Por el tipo de axiomas y restricciones empleado, el nivel de expresividad alcanzado es ALCOQ(D).

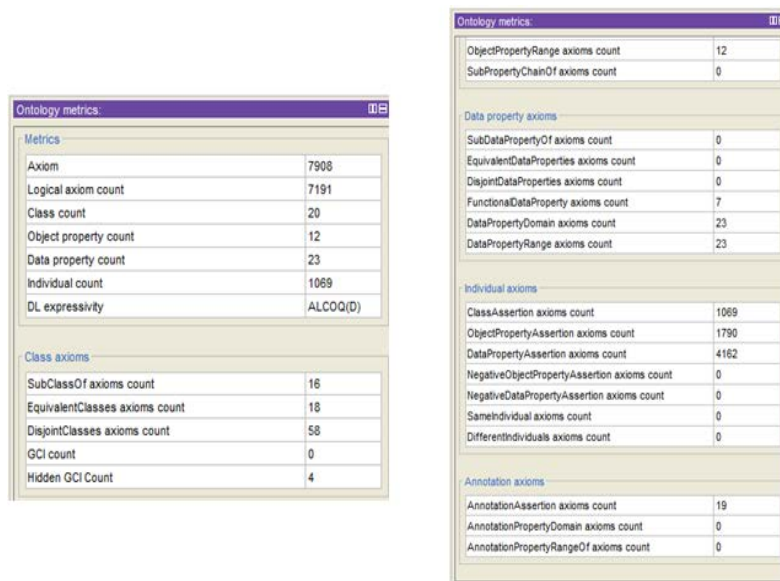


Figura 8 Métricas del sistema de ontologías.

En relación con la evaluación de los principios de diseño, la ontología cumple satisfactoriamente con los siguientes:

- Principio de diseño de claridad. Aseguramos que no hay una interpretación incorrecta al definir sólo las igualdades en las definiciones de las clases axiomáticas.

- Principio de diseño de coherencia. Después de la ejecución del Fact++, todos los individuos fueron clasificados correctamente.

Los principios de diseño más importantes se consideraron y verificaron a través de herramientas de Protege tales como los razonadores y el DLQuery.

Con respecto a la **evaluación de la competencia** del sistema de ontologías se tradujeron las preguntas de competencia al lenguaje de consulta SWRL. La tabla 1 muestra algunos ejemplos de preguntas de competencia traducidas al lenguaje de reglas.

Tabla 1 Traducción de las preguntas de competencia a reglas.

Pregunta	SWRL	Resultado
¿Qué UEAs imparte el profesor "Pérez" indicando salón, días y horas?	Profesor(?prof) ^ tieneNombrePersona(?prof, ?nombre) ^ swrlb:stringEqualsIgnoreCase(?nombre,"Pérez") ^ Horario(?hor) ^ tieneProfesor(?hor, ?prof) ^ tieneDia(?hor, ?dia) ^ tieneHora(?hor, ?horas) ^ tieneSalon(?hor, ?salon) -> sqwrl:select(?prof, ?nombre, ?salon, ?dia, ?horas)	Considerando que esta regla se ejecuta proporcionando el nombre del profesor, devuelve el horario que tiene actualmente el profesor.
¿Cuáles son los cursos que se imparten en el salón F305 los días martes?	Horario(?hor) ^ tieneSalon(?hor, ?salon) ^ swrlb:stringEqualsIgnoreCase(?salon,"F305") ^ tieneUea(?hor, ?uea) ^ tieneNombreUea(?uea, ?nombreUea) ^ tieneDia(?hor, ?dia) ^ tieneHora(?hor, ?horas) -> sqwrl:select(?salon, ?nombreUea, ?dia, ?horas)	Cuando esta regla se ejecuta devuelve la lista de Ueas que se imparten en el salón especificado en la consulta.
¿Cuáles son los cursos que tienen en su nombre la palabra "programación"?	Uea(?uea) ^ tieneNombreUea(?uea, ?nombreUea) ^ swrlb:contains(?nombreUea, "programación") -> sqwrl:select(?uea, ?nombreUea)	Esta regla devuelve las claves y nombres de las Ueas que contienen la palabra especificada en la consulta.
¿Cuáles son los cursos que se imparten los martes de 10:00 a 12:15?	Horario(?hor) ^ Dia(?dia) ^ tieneDia(?hor, ?dia) ^ swrlb:stringEqualsIgnoreCase(?dia,"MARTES") ^ tieneUea(?hor, ?uea) ^ tieneNombreUea(?uea, ?nombreUea) ^ tieneHora(?hor, ?horas) ^ swrlb:stringEqualsIgnoreCase(?horas,"10:00 - 12:15") -> sqwrl:select(?salon, ?nombreUea, ?dia, ?horas)	Esta regla devuelve el salón y los nombres de las Ueas que se imparten el día y la hora especificada en la consulta.

Adicionalmente se ejecutaron consultas utilizando el razonador Pellet y el lenguaje SPARQL en *Protege*. La siguiente pregunta es un ejemplo de la traducción de las pregunta: ¿Qué UEA imparte la Dra. Maricela Bravo, en qué horas y qué días? En la figura 9 se muestra el código de la pregunta en lenguaje SPARQL y la respuesta dada por el razonador Pellet.

Como se puede apreciar en la figura 9, la respuesta del razonador indica que la Dra. Bravo imparte dos UEA: Arquitectura e integración de aplicaciones empresariales los martes y jueves de las 14:30 a las 16:45 horas, y Programación orientada a servicios, también, los martes y los jueves, pero de las 16:45 a las 19:00 horas.

nomProf	nomUea	dia	hora
"BRAVO CONTRERAS MARICELA CLAUDIA"	"ARQUITECTURA E INTEGRACION DE APLICACIONES EMPRESARIALES"	JUEVES	"14:30 - 16:45"
"BRAVO CONTRERAS MARICELA CLAUDIA"	"ARQUITECTURA E INTEGRACION DE APLICACIONES EMPRESARIALES"	MARTES	"14:30 - 16:45"
"BRAVO CONTRERAS MARICELA CLAUDIA"	"PROGRAMACION ORIENTADA A SERVICIOS"@	MARTES	"16:45 - 19:00"
"BRAVO CONTRERAS MARICELA CLAUDIA"	"PROGRAMACION ORIENTADA A SERVICIOS"@	JUEVES	"16:45 - 19:00"

Figura 9 Evaluación de la competencia del sistema de ontologías.

#### 4. Discusión

El sistema de ontologías para la gestión de horarios se diseñó y construyó con una metodología que incorpora características de calidad desde la inepción de la ontología. En este artículo las ontologías son consideradas como módulos reutilizables, el objetivo de este enfoque de diseño es que los dueños y desarrolladores de las ontologías las puedan reutilizar de manera independiente

dentro de sus empresas para más aplicaciones. Otro de los requisitos relevantes que debe atender una metodología para el diseño y construcción de ontologías es que incorpore métodos y técnicas para abarcar todos los conceptos y relaciones semánticas necesarios para satisfacer las necesidades de los usuarios y de las aplicaciones de la ontología. Por ello, en esta metodología se hace énfasis en el uso de las preguntas de competencia para la identificación y construcción de relaciones. Durante el proceso de diseño se deben tomar decisiones que eventualmente facilitarán o afectarán la traducción de las preguntas a reglas, así que se debe incorporar un proceso de evaluación continua mediante el poblado y el uso de consultas ya sea con DL-Query, con SWRL o con SARQL.

## **5. Conclusiones**

En este artículo se describió la metodología implementada para el diseño y construcción de un sistema de ontologías para la gestión de horarios. La metodología presentada es holística en el sentido de que abarca desde el diseño de clases hasta la integración y evaluación del sistema de ontologías. Esta metodología incorpora actividades para atender los principios de claridad, coherencia, modularidad y usabilidad. El sistema de ontologías implementado muestra que una metodología que incorpora características de calidad desde el principio logra producir ontologías consistentes, usables y reutilizables.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Fernández, M.; Gómez-Pérez, A., Juristo, N. METHONTOLOGY: From Ontological Art Towards Ontological Engineering. Symposium on Ontological Engineering of AAAI. Stanford (California), March 1997.
- [2] Gómez-Pérez, A., Ontological engineering: A state of the art. Expert Update: Knowledge Based Systems and Applied Artificial Intelligence, 2(3), pp. 33-43, 1999.
- [3] Gruber, Thomas R., Toward principles for the design of ontologies used for knowledge sharing. International Journal of Human-Computer Studies 43.5, pp. 907-928, 1995.

- [4] Bernaras, A., Laresgoiti, I., & Corera, J., Building and Reusing Ontologies for Electrical Network Applications. In ECAI pp. 298-302, PITMAN, 1996.
- [5] Gómez Pérez, A. Knowledge Sharing and Reuse. In J. Liebowitz (Editor) Handbook of Expert Systems. CRC, 1998.
- [6] Gómez-Pérez, A., Fernández, M., & Vicente, A. D., Towards a method to conceptualize domain ontologies, 1996.
- [7] Grüninger, M., & Fox, M. S., Methodology for the Design and Evaluation of Ontologies, 1995.
- [8] Lenat, D. B., & Guha, R. V., Building large knowledge-based systems; representation and inference in the Cyc project. Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc, 1989.
- [9] M. Fernández-López, A. Gómez-Pérez, A. Pazos-Sierra, J. Pazos-Sierra, Building a chemical ontology using METHONTOLOGY and the ontology design environment, IEEE Intelligent Systems & their applications 4 (1), pp. 37–46, 1999.
- [10] Morbach, Jan, Andreas Wiesner, and Wolfgang Marquardt, OntoCAPE—A (re) usable ontology for computer-aided process engineering, Computers & Chemical Engineering 33.10, pp. 1546-1556, 2009.
- [11] Schreiber, G., Knowledge engineering and management: the CommonKADS methodology. MIT press, 2000.
- [12] Suárez-Figueroa, M. C., NeOn Methodology for building ontology networks: specification, scheduling and reuse, Doctoral dissertation, Informatica, 2010.
- [13] Uschold, M., & Gruninger, M., Ontologies: Principles, methods and applications. Knowledge engineering review, 11(2), pp. 93-136, 1996.
- [14] Uschold, M., & King, M., Towards a methodology for building ontologies, Edinburgh: Artificial Intelligence Applications Institute, University of Edinburgh, pp. 15-30, 1995.

# **SELF-ORGANIZING MOBILE ROBOTS BASED ON MULTI-AGENT COORDINATION TECHNIQUES IMPLEMENTED WITH AERIAL VISION AND COMMUNICATION GATEWAY BETWEEN WIFI AND RF**

***Cynthia Daniela Briones Valencia***

Universidad Autónoma de Guadalajara  
*danycdbv@gmail.com*

***Zandor Alfredo Machaen Terriquez***

Universidad Autónoma de Guadalajara  
*zandor92@gmail.com*

***Luis Martin del Castillo***

Universidad Autónoma de Guadalajara  
*luismartin.925@gmail.com*

***Gustavo Alejandro Torres Blanco***

Universidad Autónoma de Guadalajara  
*gustavo.blanco@edu.uag.mx*

## **Resumen**

Este artículo presenta el desarrollo de robots móviles que poseen la capacidad de búsqueda y recuperación de obstáculos en un entorno de laberinto. El algoritmo incorporado en los robots fue diseñado con base en principios de coordinación y autoorganización, es decir, un grupo de agentes autónomos coordinan sus acciones para buscar y recuperar obstáculos del entorno a través de la cooperación. Para ello, se diseñaron dos tipos de agentes, organizadores y operadores. Los organizadores tratan de coordinar las acciones de los operadores, y estos últimos, tratan de recuperar todos los obstáculos en el medio ambiente. Cinco robots de cuatro ruedas fueron construidos desde cero utilizando Arduino Uno para los operadores, y Arduino Nano y NXP i.MX53 Quick Start



Boards para los organizadores. Además, se utilizó una cámara aérea (fijada al techo) para proporcionar percepción visual a los robots. La comunicación se realizó a través de una pasarela entre el canal de 8bit RF y WiFi, para los operadores y los organizadores, respectivamente.

**Palabras Claves:** Autoorganización, robots móviles, visión computacional.

## **Abstract**

*This paper presents the development of mobile robots that have the abilities of search and retrieval of obstacles in a maze-like environment. The algorithm embedded in the robots was designed based upon principles of coordination and self-organization, i.e., a group of autonomous agents coordinate their actions in order to search and retrieve obstacles from the environment through cooperation. To do this, two types of agents were designed, organizers and operators. Organizers try to coordinate the actions of the operators, and these last, try to retrieve all obstacles in the environment. Five four-wheeled robots were built from scratch using Arduino Uno for the operators, and Arduino Nano plus NXP i.MX53 Quick Start Boards for the organizers. Also, an aerial camera (attached to the ceiling) was used to provide visual perception to the robots. The communication was made through a gateway between 8bit channel RF and WiFi, for the operators and organizers respectively.*

**Keywords:** Computer vision, mobile robots, self-organization.

## **1. Introduction**

The solution of agent societies problems is a very complex task, it requires coordination techniques, policies and diverse communication standards. Fulfilling these requirements guarantees that the system will accomplish the objectives for which it was designed. This can be accomplished through the contribution of the individual knowledge of each of the members within the system because it allows to leverage the abilities and knowledge of each member that comprises the system. So, the general purpose of solutions like the one presented in this document is to divide complex tasks into single and simple sub-tasks, which will

reduce the computing order on space and time in each member of the system. Thus, these kinds of techniques improve the performance when a society of agents tries to achieve a global objective [Dimopoulos, 2006], [Chen, 2005], [Turner, 2013].

The self-organization principle states that the agents have a partial knowledge of the environment and can define, in an individual manner, the rules that regulate the interaction between members. It is believed that these interactions improve the performance of the agents within emerging environments. Therefore, they have abilities to sense and modify the environment and communicate with the rest of the agents within the system. Regardless of the environment configuration, the agent local interactions are performed to integrate all this knowledge in order to completely learn the current environment [Di Marzo, 2005], [Mataric, 1993]. Some methodologies and rules within software engineering have defined the coordination, scalability and redundancy in order to ensure the fulfillment of the given tasks [Yoshida, 2007], [Gomez-Sanz, 2006], [Criado, 2013].

The proposed approach in this document is to work with a decentralized system, [Muñoz, 2005], [Jacyno, 2013] which allows, unlike [Peng, 2013], to eliminate the need of relying on a leader to assign the tasks to each one of the agents. The design of the society is based on local interactions, through direct communication by message passing that allows the agents to determine their actions. Moreover, the whole idea is based principally in studies developed by Marco Dorigo at Iridia Labs. [Brambilla, 2012].

This paper is structured as follows. The description of the components of the system and the definition of the abilities of the agents is presented in section 2. The functions that define the interactions of each agent are described in section 3. The implementation and the results of the proposal appear in section 5. Finally, the conclusions and the future work are mentioned in section 6.

## **2. Methods**

The maze-like environment is integrated by a finite number of obstacles, five mobile robots (agents) that are randomly distributed throughout the environment:

operator agents and organizer agents, three and two members, respectively, which must collaborate in order to achieve the following three main objectives: obtain a maze free of obstacles, organize obstacles outside the maze, and organize themselves into a formation.

The physical environment and the agents may be observed in figure 1. The maze had to be adjusted to the range of vision of the aerial camera, so the robots were to turn at 45 degrees through the perpendicular aisles. This was because a robot with a forklift was not able to completely turn to perform routes at right angles.

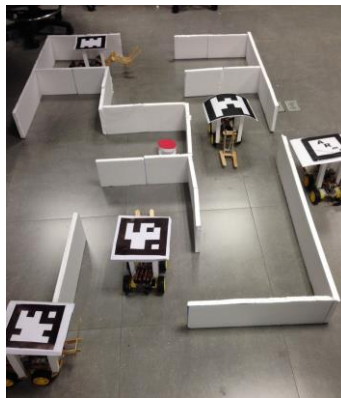


Figure 1 Maze configuration, the robots have a tag, the obstacle is a red dot.

### **Organizer Agent**

These agents' duty is to coordinate the operators when they leave the environment and to relocate the obstacles that are already outside of the maze, their main functions are:

- Detect an agent outside the maze.
- Relocate obstacles towards the exit.
- Maintain the control of the agent's exit.
- Inform the agents that they may start the formation.

### **Operator Agent**

Agents in charge of removing the obstacles that are immersed within the environment and evacuate through the nearest exit available, their main capabilities are the following:

- Detect obstacles in the environment.
- Remove obstacles from the environment.
- Request the organizing agent to relocate the obstacles away from the exit.
- Receive input notifications from the organizing agent.
- Initiate the formation outside of the maze.
- Search for maze exit.
- Avoid obstacles.

### **Mobile Robots**

Five four-wheeled robots were used in this project, each of them built with the following components:

- Four 5 V DC motors, bridged in pairs.
- One H-Bridge to control the two pairs of motors.
- A forklift to grasp the obstacles in the maze.
- A unique tag with different patterns for aerial vision control.
- A 5 V servomotor for the forklift.

The two types of mobile robots were implemented using two different microcontroller architectures. First, the operator agents were built using Arduino Uno microcontrollers based on ATmega328P with the following extra components:

- A multichannel RF for wireless SPI protocol.
- Eight AA batteries to feed H-Bridge and Arduino Uno.

Secondly, the organizer agents were built using an i.MX53 QSB based on 32 bits ARM Cortex-A8 with the following extra components and software:

- A WiFi USB dongle.
- Arduino nano to control H-Bridge through serial communication (i.MX53 doesn't have GPIO ports).
- GNU/Linux Yocto based operating system.
- JADE framework to run agents.

## **Gateway Between WiFi and RF Communication Protocols**

A Laptop PC with GNU/Linux operating system was used to create a gateway through WiFi and RF. WiFi interface was used to create a connection with the organizers, and serial communication with an Arduino Nano was used to create connections with the operators.

## **Maze**

The maze was built with polystyrene sheets. It was made only to present a visual representation of the maze to human observers. The maze is hardcoded in the aerial vision system, so all mobile robots control is made on the laptop PC through artificial vision.

## **Aerial vision System**

An Android smartphone camera, connected through WiFi using IP streaming based application, was used to obtain visuals from the environment. The vision system is made up of the following software components:

- OpenCV library:
  - ✓ ARma framework for robot tags recognition.
  - ✓ PatternDetector Library from George Evangelidis [Evangelidis, 2017].
  - ✓ Color recognition module for obstacle detection.
- JADE framework for the agent's container.
- A JADE agent that acts as the interface to the WiFi to RF gateway.
- A Java based application interface to Arduino Nano SPI master using
- USB serial communication between the PC and the Arduino Nano.
- A Java based application to perform all coordination algorithms for the robots. Thus, it sends actions to all robots in the environment.
- Path planning is performed using A\* algorithm.
- Additionally, the vision system is responsible of the following actions:
  - Identify every robot in the environment through pattern recognition.
  - Provide vision to all robots, in order to tell them where to move.
  - Recognize the obstacles in the environment.

- Detect when a robot is able of lift an obstacle.

The pattern detector algorithm is as follows: first, detect pattern corner in order to establish pattern's position in every captured frame. Then, normalize the ROI for every detected pattern and compare it with loaded patterns. Once a pattern match with a known one, estimate de transformation between camera's cardinal system and the pattern rotation. Finally, use the transformation matrix for pattern location, rendering, etc. [Evangelidis, 2017].

In the following section, the description of the algorithms for the operators and organizers are presented. Then, the implementation issues and results are detailed.

The algorithms described in the following paragraphs were analyzed for completeness and soundness. All algorithms are complete because there are only if-else statements that covers up every choice in the space. Concerning to the soundness, it is affected by correct pattern detection and reliable communication, because of the hardware used in the implementation it can be said that there are not sound. But, in a future work it will be interesting to perform a study, concerning distributed systems and image processing algorithms, which was not the main focus of this research.

### **Operator Agent Functions**

**Forward:** Function that allows the agent to move inside the maze until it finds a barrier that hinders it, which should be analyzed to determine which action to perform afterwards:

```
If(exit_found&&bring_obstacle)Then  
    Send request to the organizer to get out  
Else if(exit_found &&!bring_obstacle)Then  
    Avoid Exit  
Continue forward  
Else if(barrier_found)Then  
    Identify type of barrier  
Else  
    Continue forward  
End if
```

**Identify Barriers:** This function allows the agent to determine the actions that it must take according to the type of barrier that it finds within the environment:

```
If(obstacle)Then
    If(bring-obstacle)Then
        Avoid obstacle
    Continue forward
Else
    Get obstacle
    Find Exit
End if
Else if(wall) Then
    Avoid barrier
    Continue forward
Else if(agent)Then
    Stop for a time t
    Continue Forward
End if
```

**Exit the Maze:** The operator gets ready to start formation when it receives a notification to exit the environment by the organizer.

```
Request approval to get out of the labyrinth
If(request_approved) Then
    Place obstacle out of the labyrinth
    Wait for notification of organizing agent to get out
If(notification_received) Then
    Gets out of the labyrinth
    Start formation
End if
Else
    Find another exit
End if
```

**Start Formation:** Function that allows the agent to integrate into the formation once it is out of the environment:

```
If (agents_in_formation == 0) Then
    Start formation
Else
    Request re-organization of the agents
    Integrate into formation
End if
```

## **Functions of the Organizing Agent**

**Exit Authorization:** Once the organizer receives an exit request from an operator agent, it will analyze if there is still a request in the formation in order to send an answer to the received request.

```
If (number_of_elements <= 3) Then  
    Send approval  
If (detecta_obstaculo) Then  
    Get the obstacle  
Relocate the obstacle  
End if  
Else  
    Reject exit.  
End if
```

**Relocate obstacle:** Allows the organizer to detect an obstacle outside of the maze in order to relocate it with the rest of the obstacles that are already outside.

```
If(obstacle_ouside != 0) Then  
Move obstacles that are outside  
End if  
Relocate obstacle  
Return to initial position  
Send notification to the operator agent to start the formation.
```

## **3. Results**

The simulation can be divided into three major phases: obstacle search, obstacle removal and outskirts formation. Every phase its explained in the following paragraphs. Before explaining phase's results, a discussion of some characteristics of the implementations is needed.

The most complex location is the one that is most distant to all the robot operators because the calculation of the roads is more complex. Moreover, time is not relevant, because the goal is not to finish in a time limit, but note that the mobile robots exhibit, through its search and retrieval capabilities of obstacles in a maze environment, cooperative behaviors. If there were more obstacles to be removed, as the system is parallel, it should work if there are the same number of obstacles



than robots. If there were more obstacles than robots, it should not complete the scenario.

**Obstacle search:** First, the robots try to find obstacles in the environment, performing a random search controlled by the aerial vision system. The vision system sends movement commands to adjust the travel of every robot.

When an obstacle is found, the robot approaches it, then it lift its forklift in order to retrieve the obstacle. Then, it communicates with an organizer robot to request to exit the maze, figure 2 shows these actions.

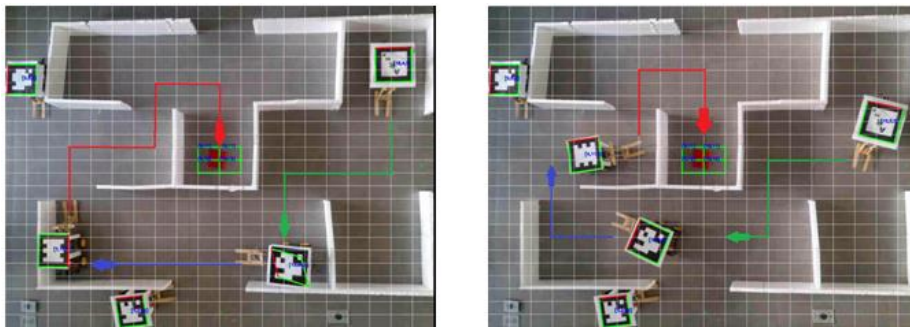


Figure 2 Obstacle search, the obstacle is identified by the aerial system.

**Obstacle removal:** Secondly, the robots that does not retrieve any obstacle receive a request from operator to exit the maze. Meanwhile, the robot that retrieved the obstacle tries to get out of the maze, aided by the vision system using an A\* algorithm to generate the path to the nearest exit with an organizer robot. figure 3 shows these actions.

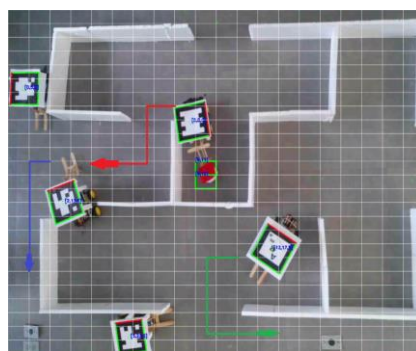


Figure 3 Obstacle removal, the nearest robot lifts the obstacle in order to remove it from the maze.

**Outskirts formation:** Thirdly, when the retriever robots gets to the exit, the organizer robot tells him to put down the object, removes the obstacle and tells the retriever to start the formation. The retriever robot exits the maze. figure 4 shows these actions.

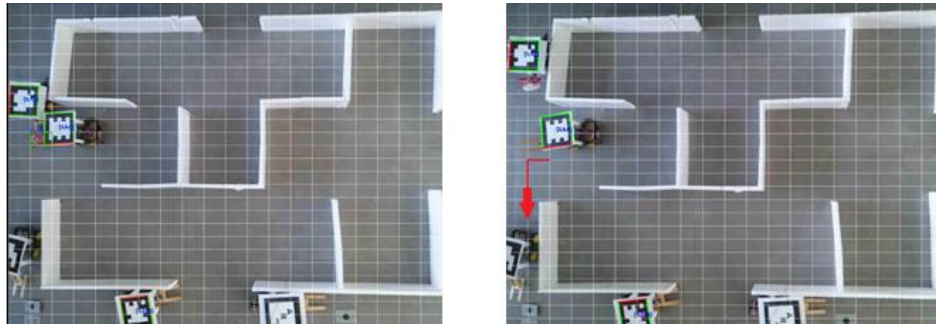


Figure 4 Organizer robot job, the organizer robot tells the retriever to leave the obstacle and begin with the formation.

Finally, the retriever robot accommodates in a formation on the outskirts of the maze. Meanwhile, the other robots keep searching for obstacles in the environment. figure 5 shows these actions.

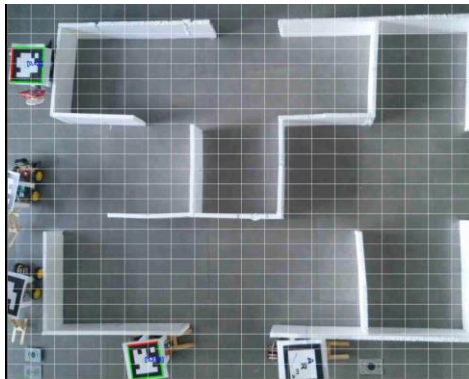


Figure 5 Formation, the retriever accommodates in a formation.

## 4. Discussion

The construction and implementation of the robots and the algorithms were not straightforward. The following list details most of the issues that the team solved:

1. Robot movement control through vision, caused by floor slipperiness.
2. Room illumination variation that affects vision.

3. Power issues caused by the battery packs.
4. Forklift design.
5. Integration of components, caused by power feeding issues.
6. RF Communication, caused by modules malfunction.
7. Robots free rotating wheels.

The solutions are listed as follows:

1. Diminish the distance traveled by the robots, and vision correction through a squared threshold in the virtual environment.
2. Blocking sunlight from the environment.
3. It was not resolved very well, in the future it is expected to use better performance battery packs.
4. Forklift design needs improvement, maybe using a 3D printer.
5. Power feed the H-bridge and motors independently of the microcontroller.
6. The issue was resolved by switching RF modules whenever there is a malfunction due to power issues.
7. Change free rotating wheels with an extra pair of DC motors and wheels.
8. It is important to note that the solutions need to be improve implementing more adequate methods, encountered in robotics theories. Most of the solutions presented here were made because of the pricing of more accurate components.

## **5. Conclusions**

This paper detailed the coordination algorithms, the technologies for computer vision and communication gateway. The results were not as planned because of the several issues that the team faced in the construction and implementation of the robots. All major issues were explained in the corresponding section, and the solutions were not the best. But these can be taken as improvement opportunities to be prepared as future work.

The team has now the responsibility to improve the performance, first by trying to get more adequate materials and hardware, like switching forklift made up of wood

with either 3D printed or acrylic ones. Switching the NXP i.MX53 that lack of GPIO ports with microcontrollers that did have ports. Improving the traction of the robots using a less slippery floor. Improving the maze with a more professional material than polystyrene, and so on. It is expected to fulfill these improvements as soon as possible.

## 6. Bibliography and References

- [1] Chen, G., Yang, Z., He, H., and Goh, K. M., Coordinating multiple agents via reinforcement learning, *Autonomous Agents and MultiAgent Systems*, vol. 10, no. 3, pp. 273–328, 2005.
- [2] Criado, N., Using norms to control open multi-agent systems, *AI Commun.*, pp. 317–318, 2013.
- [3] Brambilla, M., Ferrante, E. Birattari, M., Dorigo, M. Swarm Intell Swarm robotics: a review from the swarm engineering perspective. *Swarm Intelligence*, Springer, 7 (1), pp.1-41, 2013.
- [4] Di Marzo, K. M., Serugendo, M., Gleizes, P., and Karageorgos, A., Self-organization in multi-agent systems, *Knowl. Eng. Rev.*, vol. 20, no. 2, pp. 165–189, 2005.
- [5] Dimopoulos, Y. and Moraitis, P., Multi-agent coordination and cooperation through classical planning, in *2006 IEEE/WIC/ACM International Conference on Intelligent Agent Technology*, pp. 398–402, 2006.
- [6] Evangelidis, G. Arma library: Pattern Tracking for Augmented Reality: <https://sites.google.com/site/georgeevangelidis/arma> at June 2017.
- [7] Gomez-Sanz, J. J., and Pavon, J., Defining coordination in multi-agent systems within an agent oriented software engineering methodology, in *Proceedings of the 2006 ACM Symposium on Applied Computing*, pp. 424–428, 2006.
- [8] Jacyno, M., Bullock, S., Geard, N, Payne, T. R., and Luck, M., Self-organizing agent communities for autonomic resource management, *Adaptive Behavior - Animals, Animats, Software Agents, Robots, Adaptive Systems*, vol. 21, no. 1, pp. 3–28, 2013.

- [9] Mataric, M. J., Designing emergent behaviors: From local interactions to collective intelligence, in Proceedings of the Second International Conference on From Animals to Animats 2: Simulation of Adaptive Behavior: Simulation of Adaptive Behavior, pp. 432–441, 1993.
- [10] Muñoz Salinas, R., Aguirre, R., García-Silvente, M., and Gomez, M., A multi-agent system architecture for mobile robot navigation based on fuzzy and visual behaviour, *Robotica*, vol. 23, no. 6, pp. 689–699, 2005.
- [11] Peng, Z., Wen, G., and Rahmani, A., Leader-follower formation control of multiple nonholonomic robots based on backstepping, in Proceedings of the 28th Annual ACM Symposium on Applied Computing, pp. 211–216, 2013.
- [12] Turner, J. R., Multiagent systems as a team member, *International Journal of Technology, Knowledge & Society*, vol. 9, no. 1, pp. 73–90, 2013.
- [13] Yoshida, T., Cooperation learning in multi-agent systems with annotation and reward, *Int. J. Know. -Based Intell. Eng. Syst.*, vol. 11, no. 1, pp. 19–34, 2007.

# COMPARATIVA KINECT VS MYO APLICANDO LA PRUEBA NASA-TLX EN UN ENTORNO DE RVI PARA INSPECCIÓN EN AEROGENERADORES

***Daniel Cantón Enríquez***

Universidad del Istmo

*daniel\_ce92@outlook.com*

***J. Jesús Arellano Pimentel***

Universidad del Istmo

*jjap@sandunga.unistmo.edu.mx*

***Miguel Ángel Hernández López***

Universidad del Istmo

*mahl@sandunga.unistmo.edu.mx*

***Francisco Aguilar Acevedo***

Universidad del Istmo

*aguilar.afco@sandunga.unistmo.edu.mx*

## **Resumen**

Este artículo presenta un estudio comparativo entre dos dispositivos de interacción natural de usuario que son frecuentemente utilizados en sistemas de realidad virtual inmersiva: Kinect y Myo. Cada uno de estos dispositivos es usado en un sistema de realidad virtual inmersivo enfocado a la inspección de aerogeneradores. Se realiza una evaluación de ambos empleando como principal instrumento la prueba NASA-TLX, también llamado índice de carga mental. Los resultados permiten corroborar la potencial aplicación de cualquiera de los dos dispositivos. No obstante, el dispositivo Myo aventaja ligeramente al dispositivo Kinect como el más idóneo.

**Palabras Claves:** Energía eólica, interacción natural de usuario, NASA-TLX, realidad virtual inmersiva.

## **Abstract**

*This paper presents a comparative study between two natural user interaction devices that are frequently used in immersive virtual reality systems: Kinect and Myo. Each of these devices is used in an immersive virtual reality system focused on the inspection of wind turbines. An evaluation of both using the NASA-TLX test, also called mental load index, is the main instrument. The results allow to corroborate the potential application of either device. However, the Myo device slightly outstrips the Kinect device as the most suitable.*

**Keywords:** *Immersive virtual reality, NASA-TLX, natural user interaction, wind energy.*

## **1. Introducción**

De acuerdo con [Montuschi, 2014] la Interacción Humano Computadora (IHC) involucra el diseño, implementación y evaluación de nuevas interfaces para mejorar la interacción entre los dispositivos electrónicos y los usuarios. Una interfaz adaptable, intuitiva y natural puede reducir en gran medida el modelo mental entre un humano y la forma en la que una máquina o sistema computacional puede realizar una tarea determinada. La investigación dentro de la IHC ha permitido la construcción simuladores de Realidad Virtual (RV) empleados en la capacitación de personas para que sean actores efectivos en ciertos sectores como el industrial o el energético, entre otros [Denning, 2006].

Uno de los dispositivos de visualización e interacción de mayor uso, para sistemas de RV Inmersiva (RVI), es el casco Oculus Rift, de hecho algunos investigadores como [Hilfert, 2016] lo consideran un elemento primordial en los sistemas RVI, y algunos otros como [Freina, 2015] enlistan una gran cantidad de publicaciones científicas que involucran el uso de este dispositivo en sistemas de RVI con propósitos educativos. Aunado al uso de los cascos como el Oculus Rift, estudios como los de [Steed, 2016] y [Valkov, 2016] han concluido que emplear avatares incrementa y mejora la percepción de inmersión por parte de los usuarios.

No obstante, no todo gira en torno a la inmersión, también la interacción juega un papel preponderante en los sistemas de RVI cuando son empleados en la

instrucción o capacitación de personas para que se desempeñen en ciertos sectores, sobre todo aquellas actividades que durante el proceso de enseñanza presentan un potencial riesgo físico para los involucrados, por ejemplo, en el sector energético donde se trabaja con altos voltajes [Flores, 2014].

En investigaciones recientes sobresalen tres dispositivos que permiten la interacción natural de usuario a través de gestos con entornos de RVI, estos son: Kinect, Myo y Leap Motion. Por ejemplo, [Holmes, 2016] emplean el casco Oculus Rift DK1 como dispositivo de inmersión y los dispositivos Kinect V2, Leap Motion y Myo como dispositivos de interacción natural de usuario, su sistema de RVI está enfocado a la rehabilitación de personas con accidentes cardiovasculares. En [Han, 2017] utilizan el casco Oculus Rift DK2 como dispositivo de inmersión y el Leap Motion como medio de interacción natural de usuario para instruir a futuros operarios de máquinas CNC. Por su parte [Jiménez, 2016] desarrollaron un entorno de RVI que integra el casco Oculus Rift DK2 y Kinect V1 con el propósito de interactuar en tiempo real con modelos 3D altamente detallados de sitios culturales arquitectónicos.

Respecto al campo del sector eólico no son tan comunes los trabajos que aborden el uso de la RVI, ya sea con fines comerciales o didácticos, a pesar de que según [APREAN, 2007] los parques eólicos requieren de personal altamente calificado para su operación y mantenimiento, ya que existen riesgos que ponen en peligro la integridad física de quienes ahí laboran. En la industria eólica se sabe de dos casos donde aprovechan el potencial de la RV con fines de difusión y comercialización: la aplicación móvil "ACCIONA Virtual Experience" [ACCIONA, 2015] y la "experiencia de realidad virtual 100% inmersiva" [ACCIONA, 2016]; ambos fueron desarrollados por la empresa española de energías renovables ACCIONA. En el primer caso se utilizó un teléfono inteligente conjuntamente con unos lentes de realidad virtual, en el segundo caso los dispositivos utilizados fueron las gafas de realidad virtual y dos mandos inalámbricos para moverse por un recorrido virtual.

Otros dos trabajos relacionados con el sector eólico son [Trujillo, 2015], en donde se presenta la virtualización tridimensional de un parque eólico con fines



didácticos, empleando el casco Oculus Rift DK2 como medio de inmersión, conjuntamente con el control de la consola XBox 360 como medio de interacción, además de [Hernández, 2015] que presenta un videojuego didáctico para la manipulación virtual de un aerogenerador a través de gestos reconocidos por el SDK del Kinect V1. Este último trabajo si bien no consiste en un RVI si cuenta con una visualización 3D del aerogenerador, siendo la idea principal la interacción natural de usuario a través de gestos de manos y brazos.

Además de los trabajos anteriores, también es importante mencionar algunas investigaciones cuyo eje central es contrastar el uso de diferentes dispositivos de interacción natural de usuario en entornos 3D. Por ejemplo, en [Vokorokos, 2016] comparan los resultados de un experimento sobre la eficiencia en el reconocimiento de cinco diferentes gestos, en cinco videojuegos distintos diseñados para alguno de los tres dispositivos antes mencionados: Leap Motion, Kinect & Myo. Por su parte, la investigación realizada por [Sánchez, 2017] prueban la viabilidad de utilizar comandos gestuales y de voz en una sala de operaciones estéril, reportan resultados de ocho aspectos comparativos entre los dispositivos Kinect, Leap Motion y Myo con comandos de voz, dado que se trata de una laparoscopia en una intervención quirúrgica dichos aspectos son: exactitud, confort, desconexión, inicialización, intuitividad, esfuerzo físico, velocidad y facilidad de uso.

Con base en lo anterior, el propósito del presente artículo es realizar un estudio comparativo entre dos de los tres sensores más utilizados en la interacción natural de usuario: el Kinect y el Myo; esto dentro de un entorno de RVI que emplea el casco Oculus Rift DK2 como dispositivo de inmersión, además de avatares para reforzar la sensación de presencia durante la inspección de un aerogenerador eólico. Dicho estudio comparativo toma como principal recurso la prueba NASA-TLX, también llamada índice de carga de trabajo o índice de carga mental [NASA-TLX, 2011]. Además, en el presente trabajo se realiza un conteo de la repetitividad de los gestos realizados por los usuarios al momento de interactuar con el sistema de RVI, esto para verificar la facilidad de uso en cada gesto. Los resultados, en concordancia con algunos trabajos relacionados, permiten corroborar la potencial

aplicación de los dispositivos de interacción natural de usuario en los sistemas de realidad virtual inmersivos, tomando en cuenta las principales ventajas y desventajas inherentes a la propia tecnología de cada dispositivo y a la valoración subjetiva de los usuarios finales. Las diferencias encontradas entre los dispositivos estudiados muestran que el dispositivo Myo aventaja ligeramente al dispositivo Kinect.

## 2. Métodos

La figura 1 esquematiza la metodología que se empleó en el presente trabajo. Se realizaron cuatro fases generales: desarrollo del entorno de RVI en dos versiones, preparación de la prueba NASA-TLX, uso de los gestos para la interacción natural de usuario (entrenamiento y tareas), así como valoración de la prueba NASA-TLX y la generación de resultados. En las siguientes subsecciones se describirán a más a detalle cada una de estas fases.

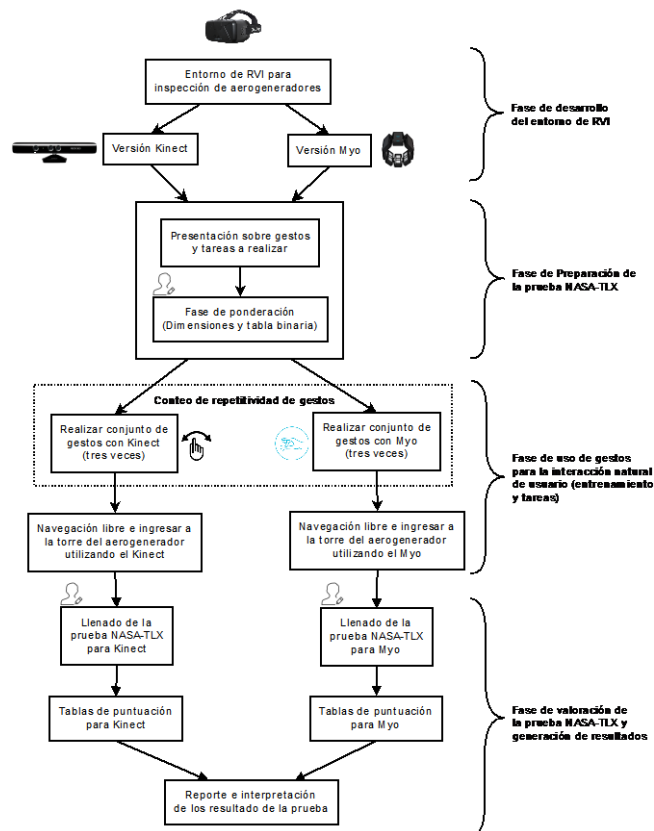


Figura 1 Metodología de trabajo.

## Desarrollo del Sistema de RVI

Durante la primera fase de la metodología de trabajo se empleó el modelo incremental de desarrollo de software [Pressman, 2010]. El primer incremento consistió en crear el ambiente de RVI empleando la plataforma Unity conjuntamente con el casco Oculus Rift, ver figura 2a y figura 2b, para ello fue necesario importar el modelo genérico de un aerogenerador 3D diseñado en la herramienta SketchUp. El segundo incremento integró un par de avatares articulados al ambiente (figura 2C), estos fueron diseñados en Adobe Fuse CC y animados con la plataforma en línea Mixamo, para finalmente importarlos en la plataforma Unity, listos para ser manejados en primera persona.

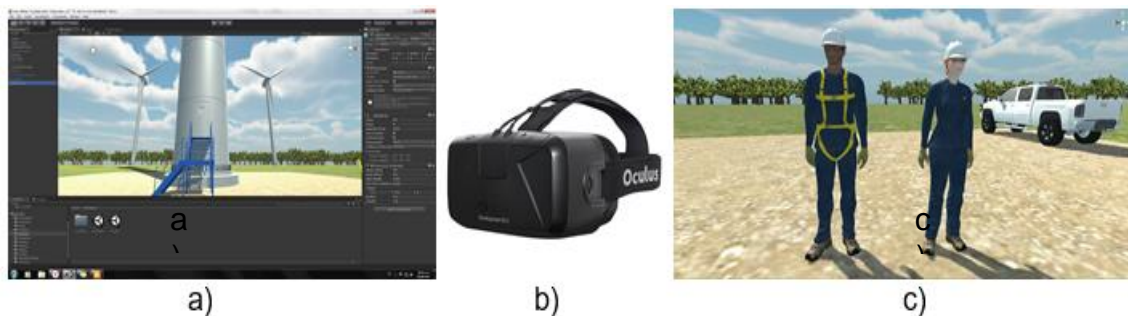


Figura 2 Sistema de RVI en su fase de desarrollo.

El tercer incremento incorporó los gestos del Kinect para manipular las acciones de uno de los avatares en el ambiente, ver figura 3a, con este incremento se generó la versión de Kinect. Por último, el cuarto incremento adicionó al segundo incremento la capacidad de reconocer los gestos del Myo para manipular el avatar, de esta forma se obtuvo la versión de Myo. Una vez probadas y depuradas ambas versiones se generaron las condiciones para realizar las pruebas con usuarios finales.

## Preparación de la Prueba NASA-TLX

La prueba NASA-TLX distingue seis dimensiones de carga mental [NASA-TLX, 2011]. En la tabla 1 se presentan cada una de las dimensiones con una breve descripción de lo que subjetivamente miden.

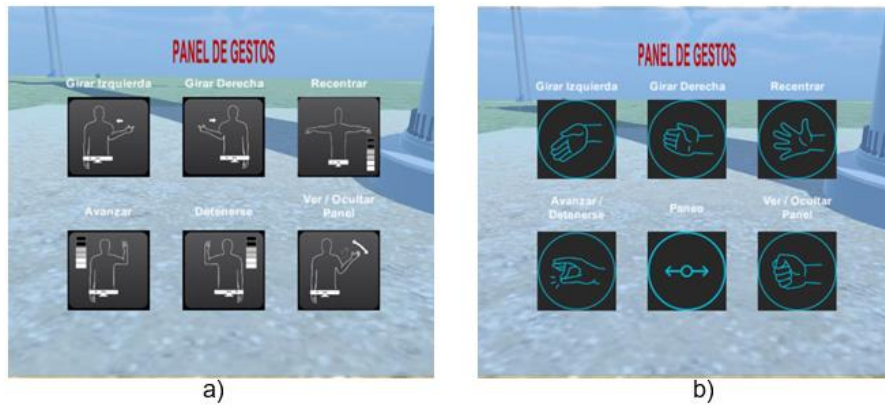


Figura 3 Paneles de gestos.

Tabla 1 Dimensiones de la prueba NASA-TLX, Fuente: [Rubio, 2008].

Dimensión	Descripción de lo medido
Exigencia Mental (M)	Cantidad de actividad mental y perceptiva que requiere la tarea (por ejemplo: pensar, decidir, calcular, recordar, mirar, buscar, etc).
Exigencia Física (F)	Cantidad de actividad física que requiere la tarea (por ejemplo: pulsar, presionar, girar, deslizar, etc).
Exigencia Temporal (T)	Nivel de presión temporal percibida. Razón entre el tiempo requerido y el disponible.
Rendimiento (R)	Hasta qué punto el sujeto se siente insatisfecho con su nivel de rendimiento.
Esfuerzo (E)	Grado de esfuerzo mental y físico que tiene que realizar el sujeto para obtener su nivel de rendimiento.
Nivel de Frustración (Fr)	Hasta qué punto el sujeto se siente inseguro, estresado, irritado, descontento, etc. durante la realización de la tarea.

En la segunda fase se tomó como referencia el trabajo de [Rubio, 2008] respecto al empleo del procedimiento de la prueba NASA-TLX en sus dos etapas de aplicación: una de obtención de la importancia inicial que tiene cada dimensión de carga mental para cada individuo (usuario), y otra de evaluación. En la primera etapa, los usuarios realizan todas las comparaciones binarias entre las seis dimensiones, señalando cuál de las dos les parece mayor fuente de carga mental en una tabla binaria, ver figura 4, en total siempre se realizan 15 comparaciones. No obstante, para, que el usuario tenga una mejor comprensión de lo que va a realizar antes, durante y después de usar el sistema de RVI, primeramente se le presentan los paneles de gestos de las dos versiones del sistema, ver figura 3, y agrandes rasgos se describen las taras a realizar en él. También se le da una breve explicación de la prueba NASA-TLX y sus dimensiones. Esto contribuye a

facilitar el llenado de la tabla binaria. La segunda etapa de evaluación de la prueba se aborda posteriormente.

M - F	F - T	T - R	M: Exigencia Mental
M - T	F - E	T - Fr	F: Exigencia Física
M - E	F - R	E - R	T: Exigencia Temporal
M - R	F - Fr	E - Fr	R: Rendimiento
M - Fr	T - E	R - Fr	E: Esfuerzo
			Fr: Nivel de Frustración

Figura 4 Tabla binaria de las seis dimensiones (la llena el usuario).

### Uso de Gestos en Entrenamiento y Tareas

La fase de uso de gestos para la interacción natural de usuario también consistió en dos etapas: entrenamiento de los gestos y tareas a realizar. Durante la etapa de entrenamiento se solicitó a los usuarios que realizaran cada uno de los gestos tres veces, contabilizando el número de intentos fallidos para lograr que el sistema los reconociera de forma correcta. Esto se realizó para ambas versiones del sistema de RVI con todos los usuarios. Durante la etapa de tareas a realizar se pidió a los usuarios ejecutar dos tareas, en la primera deberían recorrer el ambiente de RVI libremente, en la segunda su misión consistiría en entrar a la base del aerogenerador, para lo cual era necesario ubicar las escaleras en la base, subirlas e introducirse en la torre pasando por la puerta de acceso. Ambas tareas se realizaron con la versión Myo y con la versión de Kinect, figuras 5a y 5b.



a) Usando el Myo.



b) Usando el Kinect.

Figura 5 Tareas realizadas por los usuarios: navegación libre e introducirse a la torre.

## Valoración de la Prueba NASA-TLX

Una vez realizadas las etapas de llenado de la tabla binaria y las tareas dentro del sistema de RVI, el protocolo de la prueba NASA-TLX señala que los usuarios deben estimar, en una escala del 0 al 100, dividida en intervalos de 5 unidades, la carga mental de cada una de las 6 dimensiones, ver figura 6 (usuario llena una por cada dispositivo). Con los datos obtenidos a través de la tabla binaria y la etapa de evaluación de la prueba es posible calcular un índice global de la carga mental de la tarea aplicando la ecuación 1.

$$IC = (\sum p_i X_i) / 15 \quad (1)$$

Donde:

- IC Índice de Carga
- $p_i$  Peso obtenido para cada dimensión en la tabla binaria (ponderación)
- $X_i$  Puntuación obtenida por la dimensión en la etapa de evaluación
- 15 Número de comparaciones binarias realizadas

Exigencia Mental	
¿Cuánta actividad mental y perceptiva fue necesaria? ¿Es una tarea difícil o fácil, simple o compleja, pesada o ligera?	
<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>   <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	
Baja	Alta
Exigencia Física	
¿Cuánta actividad física fue necesaria? ¿Se trata de una tarea difícil o fácil, lenta o rápida, relajada o cansada?	
<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>   <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	
Baja	Alta
Exigencia Temporal	
¿Cuánta presión de tiempo sintió debido al ritmo al cual sucedían las tareas o elementos de las tareas? ¿Era el ritmo lento y pausado, o rápido y frenético?	
<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>   <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	
Baja	Alta
Rendimiento	
¿Hasta qué punto cree que ha tenido éxito en los objetivos establecidos por el investigador (o por Ud. mismo)? ¿Cuál es su grado de satisfacción con el nivel de ejecución?	
<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>   <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	
Buena	Mala
Esfuerzo	
¿En qué medida ha tenido que trabajar (física o mentalmente) para alcanzar su nivel de resultados?	
<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>   <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	
Bajo	Alto
Nivel de Frustración	
Durante la tarea, ¿en qué medida se ha sentido inseguro, desalentado, irritado, tenso o preocupado?	
<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>   <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	
Bajo	Alto

Figura 6 Tabla de puntuación para evaluación de las seis dimensiones.

### **3. Resultados**

La prueba se aplicó a una muestra de once usuarios, cuatro mujeres y siete hombres, con edades que van desde los 20 a los 40 años de edad. De ellos, tres son profesores-investigadores de la Universidad del Istmo, cuatro son estudiantes de la Maestría en Ciencias en Energía Eólica, y cuatro son estudiantes de licenciatura y posibles aspirantes a ingresar a dicha maestría. Todos ellos son integrantes y colaboradores del proyecto P08 "Diseño y construcción de un aerogenerador experimental con capacidad menor que 5 kW y desarrollo de software de simulación en realidad virtual, con fines didácticos" del CEMIE-Eólico [CEMIE, 2016]. La elección de estos usuarios se debe a que en un futuro el sistema será utilizado como material didáctico en asignaturas como Introducción a la tecnología de los aerogeneradores y Seminario de tecnología de aerogeneradores [UNISTMO, 2017].

La repetitividad, es decir, el número de fallos al realizar un gesto correctamente se muestra en la figura 7. Se puede observar que, a excepción del gesto para el paneo, todos los gestos relacionados con el dispositivo Kinect requirieron un menor número de intentos para ser reconocidos. Este resultado puede atribuirse a que los gestos asociados al Kinect son claramente diferenciables por el usuario y en consecuencia por el sistema de RVI, mientras que los gestos asociados al Myo dependen en gran medida de la habilidad del usuario para controlar el dispositivo, ya que en diversas ocasiones los usuarios generaban el gesto correcto e inmediatamente después otro gesto incorrecto haciendo que el sistema de RVI procesara el último gesto.

La figura 8 presenta las medias del índice ponderado global de la carga mental al emplear cada uno de los dispositivos de interacción (Kinect y Myo). En dicha figura se puede observar que la carga mental en promedio (considerando las tres categorías de usuarios) es ligeramente mayor cuando se utiliza el dispositivo Kinect que cuando se utiliza el dispositivo Myo. Algo interesante de observar es que conforme aumenta el nivel de formación académica, disminuye la percepción de la carga mental sin importar del dispositivo de interacción natural de usuario que se utilice. Evidentemente el nivel de formación está relacionado con la edad, y

en esta prueba se observó que a mayor edad del usuario, más atención prestó en las indicaciones previas y durante el uso del sistema de RVI, lo cual parece influir significativamente con la percepción de carga mental.

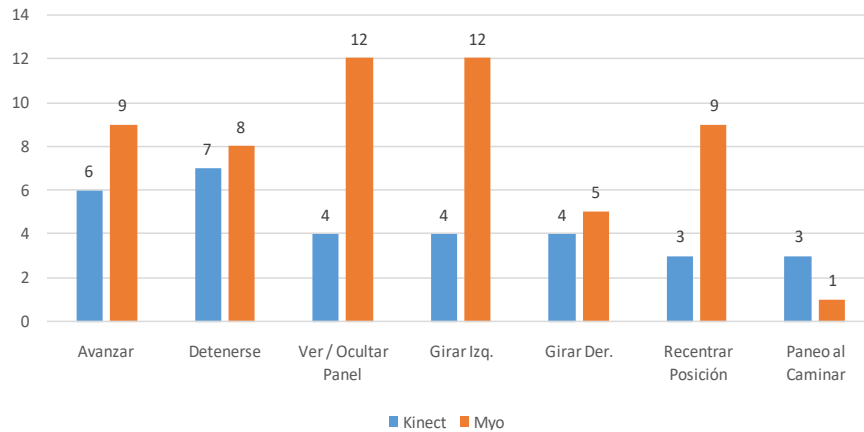


Figura 7 Repetitividad (fallos) al realizar los gestos.

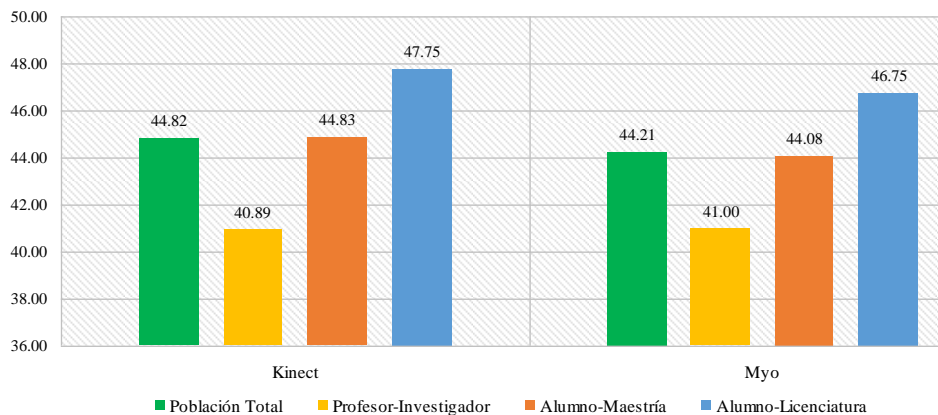


Figura 8 Resultados del índice ponderado global de la carga mental.

La figura 9 presenta más a detalle las medias en cada una de las dimensiones de la carga mental considerando la totalidad de los usuarios. Es claro que la exigencia mental es la dimensión que presenta una mayor carga mental, seguida de la dimensión del esfuerzo, sin importar el tipo de dispositivo. Estos resultados son comprensibles si se toma en consideración que los usuarios probaron por primera vez el sistema de RVI, por tal motivo necesitaban recordar cuáles eran los gestos y qué acción se asociaba a cada uno. Además, en la segunda tarea tenían que buscar las escaleras y tomar decisiones sobre qué gestos utilizar y en qué



instante ejecutarlos para lograr el objetivo de introducirse a la torre. Por otro lado, las dimensiones de exigencia física y rendimiento resultaron con una menor carga mental, por lo tanto, se puede inferir que ambos dispositivos de interacción natural de usuario facilitaron el desempeño de los usuarios para lograr las tareas encomendadas. En este sentido, el dispositivo Kinect presentó ligeramente una menor carga mental que el dispositivo Myo, esto es consistente con los resultados de la repetitividad.

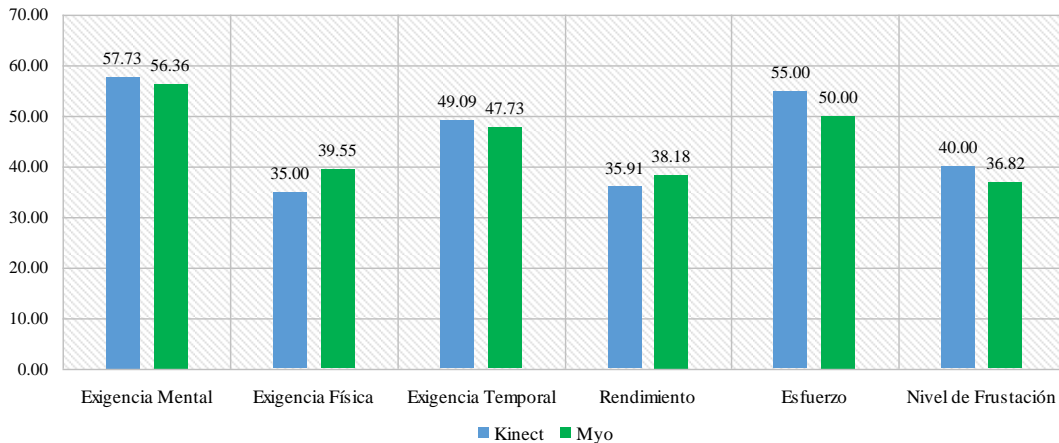


Figura 9 Resultados por cada dimensión de la prueba NASA-TLX.

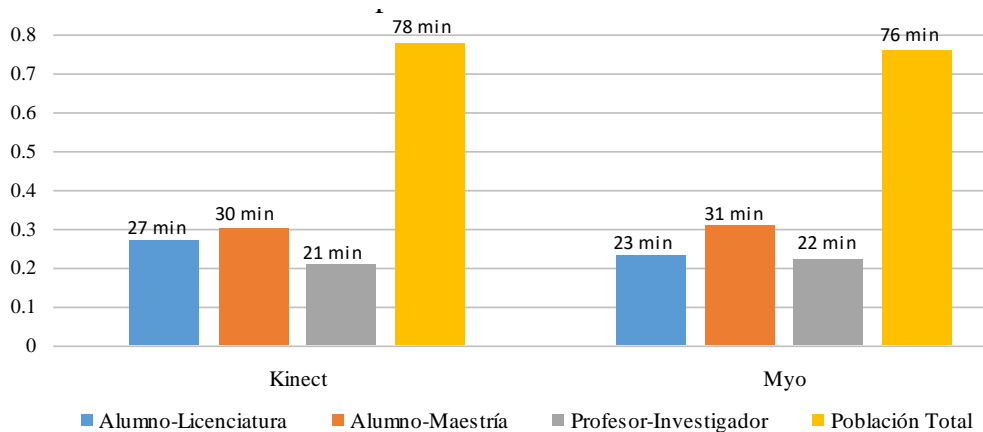


Figura 10 Tiempos promedio de los usuarios para realizar las tareas.

Por otro lado, si se observan los resultados de la dimensión del nivel de frustración de la figura 9 parecerían no coincidir si se contrastan con los resultados de la repetitividad. Sin embargo, cobran sentido si se considera el tiempo promedio

invertido por los usuarios para realizar los gestos, ver figura 10, ya que estos requirieron ligeramente una menor cantidad de tiempo para realizar los asociados al Myo, a pesar de que fallaron en mayor frecuencia para que los gestos se reconocieran correctamente. Esto indica que es más rápido para el usuario realizar un gesto con el Myo que con el Kinect.

#### **4. Discusión**

El propósito del sistema de RVI sobre el que se realizaron las pruebas es de tipo didáctico, orientado a la capacitación de personas para realizar la tarea de inspección de aerogeneradores de forma segura. Por tal motivo se utiliza el casco de RVI Oculus Rift, tal como lo sugiere la investigación realizada por [Freina, 2015]. Además, de acuerdo con [Flores, 2014], el uso de la RV como recurso didáctico y de capacitación posee un potencial enorme al proveer de un medio seguro de aprendizaje los estudiantes, sobre todo cuando lo que se debe aprender representa un riesgo físico. De manera específica, se puede mencionar que el estar físicamente cerca o dentro de un aerogenerador conlleva el riesgo de sufrir un accidente mortal [APREAN, 2007], [Hernández, 2015].

Por otro lado, cuando se utiliza un sistema de RVI el usuario tiene colocado sobre su cabeza un casco que le impide ver el entorno físico que lo rodea, lo que hace difícil la interacción a través de dispositivos convencionales, aquí es donde los dispositivos de interacción natural de usuario a través de gestos se convierten en la solución ideal a este problema. Sin embargo, pueden surgir algunas cuestiones respecto a ¿cuál dispositivo usar de los mencionados en los trabajos relacionados, el Kinect, el Myo, o el Leap Motion?, ¿cuáles son las ventajas y desventajas de elegir uno de estos? En el caso particular de este trabajo solo se contaba con dos de ellos (Kinect y Myo), por tal motivo el estudio se centró en tratar de responder, a través de la repetitividad de gestos y la prueba NASA-TLX, a las dos preguntas anteriores. Dicha prueba se eligió tomando como referencia, entre otras publicaciones relacionadas, a [Barrera, Díaz, Busto, Romero & Domínguez, 2014], ya que abordan la valoración de un entorno de RV e interacción humano-robot empleando la prueba NASA-TLX para evaluarlo.

Además, los trabajos encontrados que realizan algún análisis comparativo de los dispositivos de interés, por ejemplo [Vokorokos, 2016] y [Sánchez, 2017] no emplean sistemas de RVI, ni tampoco están enfocados al sector eólico. Es por ello que resultan de utilidad los resultados aquí obtenidos. En este sentido, con base en los tiempos promedios requeridos para realizar las tareas y los resultados la valoración de la prueba NASA-TLX, en primera instancia pareciera que cualquiera de los dos dispositivos representa una buena elección, ya que no existe una gran diferencia significativa entre ambos. Sin embargo, el Myo dio ligeramente mejores resultados en cuanto a tiempo para terminar las tareas y carga mental se refiere, no así en los resultados de la repetitividad. Aunque este último resultado puede mejorar si los usuarios utilizan el dispositivo Myo con mayor frecuencia.

También existen ciertas ventajas y desventajas que son inherentes a la propia tecnología de cada dispositivo. Por un lado, una de principales ventajas observadas al usar el Kinect es que se adapta con mayor facilidad a la fisonomía del usuario, tan solo habrá que colocarse más cerca o más lejos del dispositivo para un reconocimiento de gestos apropiado, mientras que con el Myo el brazo del usuario no puede ser muy delgado o muy grueso, lo que dificulta portarlo de forma correcta para un reconocimiento certero. Por otro lado el dispositivo Myo ofrece la ventaja de no ser sensible a la luz ambiental, ni a la presencia de otros usuarios cerca del dispositivo, mientras que para usar el dispositivo Kinect la iluminación debe estar controlada y no sufrir variaciones, además de que solo el usuario que va a emplear el sistema de RVI debe estar frente al dispositivo, de lo contrario podrían reconocerse los gestos de las personas que no están portando el casco Oculus Rift.

Cabe mencionar que en el estudio realizado por [Sánchez, 2017], también resulta mejor valorado el uso del dispositivo Myo respecto a los dispositivos Kinect y Leap Motion, aunque el Myo no se empleo solo, este fue utilizado conjuntamente con comandos de voz. Mientras que en el trabajo realizado [Vokorokos, 2016], sus resultados dejan mejor posicionado al Leap Motion, pero el Myo sale mejor posicionado con respecto al Kinect. No obstante, concluyen que la elección del

dispositivo idóneo está en función de la aplicación final y de la valoración subjetiva de los usuarios.

## **5. Conclusiones**

En este trabajo se presentó un estudio comparativo entre los dispositivos de interacción natural de usuario Kinect y Myo usados en un entorno de realidad virtual inmersiva enfocado a la inspección de aerogeneradores. Aplicando para tal fin la prueba NASA-TLX en sus dos etapas. Los resultados, en concordancia con algunos trabajos relacionados, permiten corroborar la potencial aplicación de los dispositivos estudiados y su uso en función de la aplicación final, aunado las principales ventajas y desventajas inherentes a la propia tecnología de cada dispositivo.

No obstante, el dispositivo Myo aventaja ligeramente al Kinect en cuatro de las seis dimensiones de la carga mental, donde dos son atribuidas a las exigencias impuestas a los usuarios: exigencia mental y exigencia temporal; y dos son atribuidas a la interacción de los usuarios con la tarea: esfuerzo y nivel de frustración [Barrera, 2014]. En tanto que el dispositivo Kinect solo aventaja ligeramente al Myo en dos de las seis dimensiones: exigencia y rendimiento; una atribuida a las exigencias y otra a la interacción, respectivamente. Una ventaja más del Myo ante el Kinect que quedó de manifiesto en el conteo de repetitividad es el uso del giroscopio integrado en el Myo, el cual es de gran ayuda en la navegación del avatar al momento de caminar. Sin embargo, una desventaja que se presenta es controlar el dispositivo Myo para el resto de los gestos, la cual puede ser superada de manera gradual si el usuario utiliza frecuentemente el dispositivo.

Es importante señalar que ambos sistemas pueden mejorarse por separado, o incluso unir lo mejor de ambos. Una mejora que se sugiere en ambos sistemas es la creación y reconocimiento de nuevos gestos más intuitivos y fáciles de recordar para los usuarios. Así mismo, para el sistema del Kinect se propone analizar la altura y la masa del usuario permitiendo que el avatar se ajuste a sus características físicas. En lo que respecta al sistema del Myo se propone utilizar

dos brazaletes en lugar de solo uno, esto permitiría controlar más acciones tanto del avatar como del ambiente que lo rodea. Todas estas mejoras se sugieren como trabajos a futuro.

Además, cabe mencionar que la metodología planteada en este trabajo permite esbozar futuras comparaciones con otros dispositivos como el Leap Motion y los mandos inalámbricos que acompañan a algunos cascos de RVI. No obstante, y a pesar de que el Test de índice de carga ha sido probado por más de veinte años y citado en más de 4,400 estudios [NASA-TLX, 2011], contrastar los resultados de dicho Test con otros estudios de usabilidad contribuiría a obtener resultados más contundentes. Sin embargo, la comparativa con otros métodos está fuera del alcance de este artículo.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] ACCIONA, Experiencias Inmersivas, 2015: <https://www.accion.com/es/salaprensa/afondo/2015/diciembre/experiencias-inmersivas/>.
- [2] ACCIONA E. ACCIONA, Energía presenta una experiencia de realidad virtual inmersiva en la feria eólica más importante de Norteamérica. ACCIONA, 2016: <http://www.accion.com/es/noticias/accion-presenta-experiencia-realidad-virtual-inmersiva-feria-eolica-importante-norteamerica/>.
- [3] APREAN, Guía de Buenas Prácticas Preventivas en el Sector de la Energía Eólica. Fundación para la Prevención de Riesgos Laborales. Sevilla, España 2007.
- [4] Barrera, G., Díaz, L., Busto, J., Romero, L., & Domínguez, O., Realización de una evaluación de un sistema de interacción físico Hombre - robot con base en el protocolo nasa tlx. Educación y Salud Boletín Científico de Ciencias de la Salud del ICESA. Vol. 3, No. 5, 2014: <https://repository.uaeh.edu.mx/revistas/index.php/ICESA/article/view/792/791>.
- [5] CEMIE-Eólico. P08, Diseño y construcción de un aerogenerador experimental con capacidad menor que 5 kW y desarrollo de software de simulación en realidad virtual, con fines didácticos. CEMIE-Eólico, 2017: <http://cemiee.iie.org.mx/Proyectos/Proyecto-P08>.

- [6] Denning, P. J., & Malone, T. W., Coordination. *Interactive Computation: The New Paradigm*. Springer. 415-439. Berlín, Alemania, 2006. Doi:10.1007/3-540-34874-3\_16
- [7] Flores, J. A., Camarena P., & Avalos, E., La realidad virtual, una tecnología innovadora aplicable al proceso de enseñanza de los estudiantes de ingeniería. *Revista Apertura*. Vol. 6, No. 2, 2014.
- [8] Freina, L. & Ott, M., A Literature Review on Immersive Virtual Reality in Education: State Of The Art and Perspectives. eLSE Conference, Bucharest, April 2015.
- [9] Han, I., Ryu, J., & Kim, M., Prototyping Training Program in Immersive Virtual Learning Environment with Head Mounted Displays and Touchless Interfaces for Hearing-Impaired Learners. *Educational Technology International*. Vol. 18, No. 1, pp. 49-71, 2017.
- [10] Hernández, M., Hernández, M., Arellano, J., & Toledo, G., Videojuego didáctico empleando el Kinect para la manipulación virtual de un aerogenerador. *Pistas Educativas*. No. 112, 2015.
- [11] Hilfert, T., & König, M. Low-cost virtual reality environment for engineering and construction, *Visualization in Engineering*. 4:2, 2016. Doi: 10.1186/s40327-015-0031-5.
- [12] Holmes, D., Charles, D., Morrow, P., McClean, S., & McDonough, S. Usability and performance of Leap Motion and Oculus Rift for upper arm virtual reality stroke rehabilitation. 11th International Conference on Disability, Virtual Reality & Associated Technologies. Los Angeles, California, USA, 2016.
- [13] Jiménez, B., Morabito, D., & Remondino, F. Access to complex reality-based 3D models using virtual reality solutions. *Journal of Cultural Heritage*, 2016. Doi: 10.1016/j.culher.2016.09.003.
- [14] Montuschi, P., Sanna, A., Lamberti, F., & Paravati, G. Human-Computer Interaction: Present and Future Trends. *Computing Now*, 7(9), online, 2014.
- [15] Pressman, R., *Ingeniería del Software: un enfoque práctico*. Séptima Edición. Mc Graw-Hill. México, D.F, 2010.

- [16] NASA-TLX. Online NASA-TLX Beta, 2011: <http://www.nasatlx.com>.
- [17] Rubio, S., Díaz, E., Martín, J., & Luceño, L. Carga mental en vigilantes de seguridad. Diferencias por sexo y capacidad atencional. *EduPsykhé. Revista de psicología y educación*. Vol. 7, No. 2, pp. 213-230, 2008.
- [18] Sánchez, F., Sánchez, J., Moyano, J., Pérez, E., & Maestre, J., Use of natural user interfaces for image navigation during laparoscopic surgery: initial experience. *Minimally Invasive Therapy & Allied Technologies*, 2017. Doi: 10.1080/13645706.2017.1304964.
- [19] Steed, A., Pan, Y., Zisch, F., & Steptoe, W. The Impact of a Self-Avatar on Cognitive Load in Immersive Virtual Reality. *IEEE Virtual Reality Conference 2016*, 67-76, 2016.
- [20] Trujillo, K., Toledo, G., Arellano, J., & Hernández, M., Virtualización tridimensional interactiva de un parque eólico con fines didácticos. *Pistas Educativas*. No. 112, 2015.
- [21] UNISTMO, Maestría en Ciencias en Energía Eólica. Universidad del Istmo, 2017. Url: [http://www.unistmo.edu.mx/m\\_eolica.html](http://www.unistmo.edu.mx/m_eolica.html)
- [22] Valkov, D., Martens, J. & Hinrichs, K., Evaluation of the Effect of a Virtual Avatar's Representation on Distance Perception in Immersive Virtual Environments. *IEEE Virtual Reality Conference 2016*, pp. 305-306, 2016.
- [23] Vokorokos, L., Mihal'ov, J., & Chovancová, E., Motion Sensors: Gesticulation Efficiency Across Multiple Platforms. *20th Jubilee IEEE International Conference on Intelligent Engineering Systems*. Budapest, Hungría, 2016.

# **ANÁLISIS DE ATAQUES DE RED DEL TIPO DHCP SPOOFING, TCP SYN FLOOD Y PAQUETES MALFORMADOS**

***Josué Cirilo Cruz***

Universidad Autónoma Metropolitana, Azcapotzalco  
*Ingeniero.josuecc@gmail.com*

***Arturo Zúñiga López***

Universidad Autónoma Metropolitana, Azcapotzalco  
*azl@azc.uam.mx*

***Carlos Avilés Cruz***

Universidad Autónoma Metropolitana, Azcapotzalco  
*caviles@azc.uam.mx*

***Juan Villegas Cortez***

Universidad Autónoma Metropolitana, Azcapotzalco  
*juanvc@azc.uam.mx*

## **Resumen**

Hoy en día las compañías, empresas e instituciones almacenan su información en bases de datos que están en alguno de los servidores de su red, y han tenido que abrir el acceso a dicha información para que los usuarios puedan conectarse a ella desde su intranet, esto las hace vulnerables a los ataques de los intrusos. Para detectar estas amenazas, es necesario conocer cómo funcionan, y encontrar patrones característicos que son implementados en tablas de aprendizaje de dispositivos, tales como firewalls, routers, etc., siendo éstas deducidas con base en el análisis del comportamiento del tráfico en la red, teniendo así la conformación de un patrón característico que identifica a la intrusión. En este artículo, se analiza el tráfico circulante en una intranet, con el objetivo de



caracterizar y formar un patrón de rasgos para cada uno de los ataques del tipo DHCP spoofing, TCP SYN flood y de paquetes malformados.

**Palabras Claves:** Ataques de red, DHCP spoofing, paquetes malformados, seguridad en redes, TCP SYN flood.

## **Abstract**

*Nowadays, companies and business offices store their information in databases all over on the servers of their computer networks, and they have had to open the access to this information, so users connected from their intranet, are vulnerable to the attacks of intruders. In order to detect these threats, it is necessary to know how they work, and find the characteristic patterns which are implemented in networking devices, which learn data base tables such as firewalls, routers, etc; the patterns are conformed based on the analysis of the communication traffic behavior. In this article, we analyze the traffic over an intranet in order to of characterize and conform patterns for each DHCP spoofing, TCP SYN flood, and tools which generate simulated attacks using malformed packets.*

**Keywords:** *DHCP spoofing, malformed packet, network attacks, network security, TCP SYN flood.*

## **1. Introducción**

En una red de cómputo local bajo el protocolo TCP/IP, se tiene que durante el intercambio de información generado por un equipo fuente (pc-usuario), y un equipo destino (servidor), como se aprecia en la figura 1, ésta es codificada para evitar que personas ajenas a la comunicación tengan acceso a la información o se deniegue el acceso a la misma. Con la introducción de las computadoras y servidores, se hizo evidente la necesidad de disponer de herramientas automatizadas para la protección de los archivos de información almacenadas en estos, la disponibilidad de los servicios ofrecidos por los servidores o la seguridad para realizar alguna actividad entre otras, esto añade un concepto referido en términos de seguridad de redes [Stallings, 2004].



Figura 1 Modelo simplificado de una comunicación entre computadoras.

La seguridad en redes de computadoras, se refiere a cualquier actividad diseñada para proteger la integridad de una red, manteniendo el intercambio de información, libre de riesgos y proteger los recursos informáticos de compañías, empresas o escuelas [Cisco, 2017], es por ello que cuando se habla de seguridad en redes se consideran como riesgos los ataques de códigos maliciosos, personas no autorizadas (hackers), denegación de servicios y amenazas combinadas. Un ataque se define como *una secuencia de operaciones que ponen en riesgo la seguridad de un sistema*, y por otro lado una anomalía o amenaza es *una actividad sospechosa desde la perspectiva de la seguridad* [García, 2009]. El modelo simplificado de un ataque a una red se muestra en la figura 2, donde se muestra la comunicación entre dos computadoras y un atacante que realiza operaciones que comprometen la comunicación; los ataques más comunes son enfocados a: la conectividad, la denegación de servicios, el consumo de ancho de banda, etc. Dichos ataques pueden ser mitigados conociendo su funcionamiento, formando así un patrón característico. Este trabajo de investigación se centra en el análisis del tráfico de una intranet en un ambiente simulado para ataques del tipo DHCP spoofing, TCP SYN flood, y paquetes malformados, para conformar patrones característicos que se podrán utilizar en tablas de aprendizaje de equipos de seguridad en redes. En la siguiente sección se explican los detalles de estos conceptos y su finalidad.

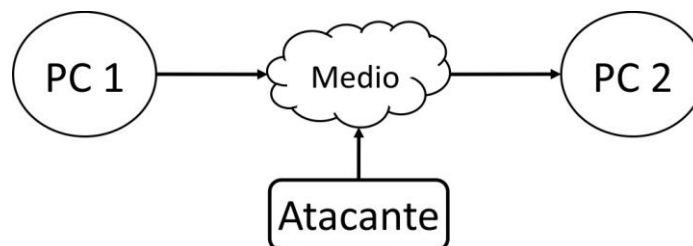


Figura 2 Modelo simplificado de un ataque de red.

## DHCP Spoofing

El protocolo DHCP (Dynamic Host Configuration Protocol) es un componente integral para la funcionalidad del protocolo de internet (IP) de las redes actuales. Su función es configurar automáticamente equipos clientes con direcciones IP y algunos otros parámetros relevantes para la red e.g. la máscara de red, la puerta de enlace (Gateway), o los servidores DNS (Domain Name System) [Mukthar, 2012].

Un ataque del tipo DHCP spoofing consiste en capturar mensajes del tipo **DHCPDISCOVER**, esto se logra instalando un servidor falso de DHCP o con un software que emula las mismas funciones, de tal manera que conteste a las peticiones DHCPDISCOVER de los clientes, ver figura 3, dándole parámetros de configuración de tal forma que usurpa funciones, e. g. puede cambiar la dirección de la puerta de enlace (gateway), dando la dirección de él mismo, y realizar un ataque mejor conocido como *Man in the middle*, en el cual un atacante puede leer, insertar y modificar mensajes entre dos usuarios o sistemas [Symantec, 2017].

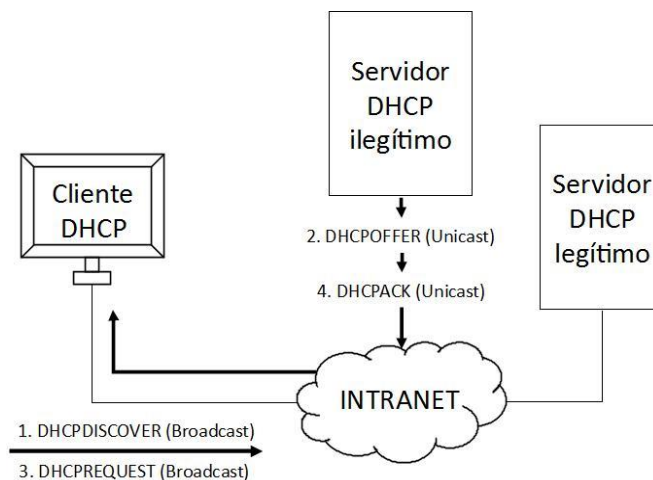


Figura 3 Esquema general del ataque DHCP Spoofing.

## TCP SYN flood

El protocolo de control de transporte (TCP) especifica el formato de los datos y de los acuses de recibo usados en la transferencia de datos. TCP, es un protocolo orientado a conexión dado que los participantes en la comunicación deben

establecer una conexión previa, antes de que los datos puedan ser transferidos, realizando el control de flujo, corrección de errores, garantías TCP confiables y la entrega secuencial de los paquetes. Se considera un protocolo confiable porque si se corrompe o se pierde un paquete, TCP pedirá uno nuevo y correcto, hasta recibirlo [Cisco, 2017].

Un ataque TCP SYN flood, es llamado *flood* (Inundación, en español) porque afecta al ancho de banda que es necesario en una comunicación donde fluyen grandes cantidades de paquetes a frecuencias y tamaños significantes, de esta forma saturan las tarjetas de red al grado de detener su funcionamiento. Los ataques TCP SYN flood son diseñados para tomar ventaja de la metodología utilizada por una nueva conexión TCP (ver figura 4). De esta manera el atacante genera falsos paquetes que pretenden establecer una nueva conexión válida (SYN). Estos paquetes son recibidos por el servidor, el cual intenta responder (SYN-ACK), pero nunca es completada una conexión satisfactoriamente, dado que nunca recibe un mensaje de confirmación con la bandera ACK activa por parte del cliente. Esto hace que se agote el número máximo de clientes que el servidor puede atender, logrando la denegación de una nueva solicitud de conexión por parte de un nuevo cliente.

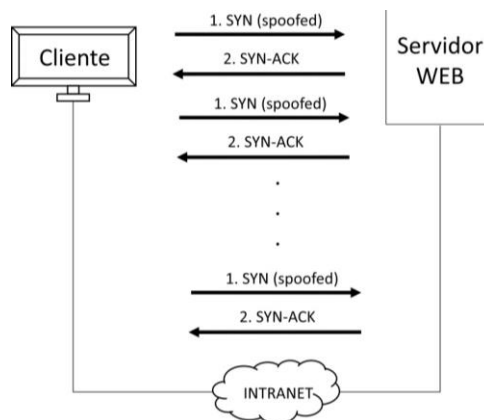


Figura 4 Esquema típico del ataque TCP SYN flood.

### Paquetes Malformados

Un disector es un módulo encargado de decodificar convenientemente paquetes de una red, con características establecidas por los protocolos

[Wireshark, 2017], e. g. IP, TCP, DHCP, etc; al hablar sobre paquetes malformados, se refiere a que el disector elegido para fragmentar paquetes de algún protocolo no puede diseccionar correctamente el contenido de éstos [Wireshark, 2017]. Existen cuatro razones por las cuales no se puede diseccionar bien un paquete, estas son:

- **Disector está equivocado:** el sniffer erróneamente ha elegido el disector de protocolo incorrecto para este paquete [Wireshark, 2017].
- **El paquete no se puede rearmar:** El paquete excede los límites del tamaño del fragmento del paquete de red y no se puede reensamblar o rearmar [Wireshark, 2017].
- **El Paquete es incorrecto:** El paquete es realmente malo (tiene una malformación), lo que significa que una parte del paquete no es justo lo que esperábamos (no cumple con las especificaciones del protocolo) [Wireshark, 2017].
- **El disector tiene errores:** El disector del protocolo correspondiente, todavía está incompleto, es decir no es un disector correcto [Wireshark, 2017].

Generalmente un paquete malformado se debe a que es construido sin cumplir las reglas estipuladas por el protocolo en cuestión. Existen distintas formas de realizar ataques con paquetes malformados, comúnmente se suelen utilizar programas (software) que crean paquetes de distintos protocolos e inyectan éstos masivamente a equipos víctimas. Un ataque mediante Paquetes Malformados, es un ataque en el que el atacante puede utilizar múltiples equipos (zombis), a los que ordena enviar paquetes formados incorrectamente al sistema de la víctima con el fin de bloquearlo, e.g. en un ataque de direcciones IP, el paquete contiene las mismas direcciones IP de origen y de destino, esto puede confundir a los sistemas operativos de las víctimas y causar que se bloqueen. Otro ejemplo, es un ataque de opciones de paquetes IP, con ello se pueden asignar al azar los campos opcionales dentro de un paquete IP y establecer todos los bits de calidad de servicio en uno, para que el sistema de la víctima deba utilizar un tiempo de

procesamiento adicional para analizar el tráfico. Si este ataque se multiplica, puede agotar la capacidad de procesamiento de los sistemas de las víctimas [Spech, 2004].

## 2. Métodos

Para realizar la implementación y el análisis de los ataques propuestos en éste trabajo, se hizo uso de la topología de la intranet mostrada en la figura 5, en ella se simularon 3 subredes: LAN 1, LAN 2 y el resto de la INTRANET. Se implementaron tres servidores: DHCP, SYSLOG y NTP en la LAN 2; y en la LAN 1 se encuentra el equipo atacante, el equipo atacado y el sensor (analizador de protocolos), el cual ayudó a visualizar y detectar eventos y con ello analizar el tráfico circulante en la red. Para analizar el tráfico de la red, se apoyó de los eventos registrados en el servidor SYSLOG y el sensor de captura de tráfico. Por otra parte, para desarrollar la simulación se utilizó el simulador de redes: GNS3 [GNS3, 2017], para emular la topología de la red (routers, switches e integración de las máquinas virtuales), y el software de virtualización: VirtualBox [VirtualBox, 2017] para las emular las máquinas virtuales. Como herramientas de ataques de red se utilizó Ettercap [Ettercap, 2017], para generar el ataque DHCP spoofing, Dsniff [Dsniff, 2017], para el ataque con Paquetes Malformados, y Hping3 [Hping3, 2017], para el ataque TCP SYN flood.

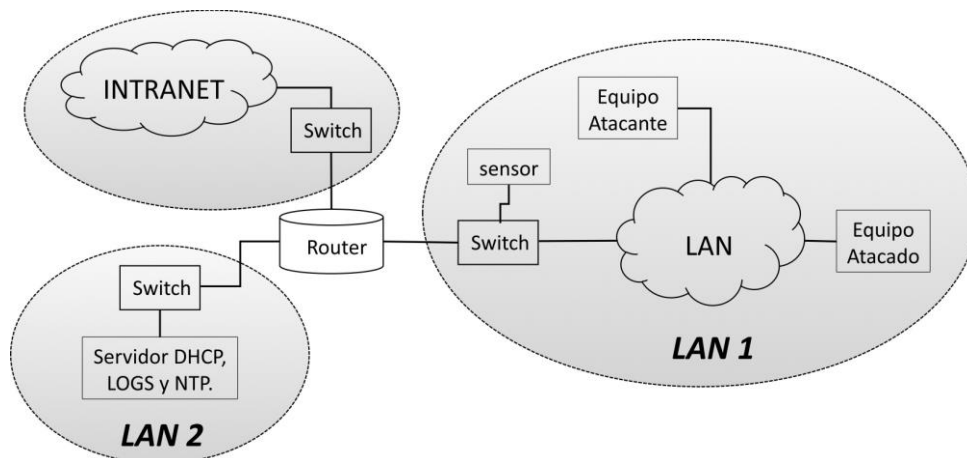


Figura 5 Topología de la intranet.

## Implementación del DHCP spoofing

La condición inicial de la maqueta primera de pruebas es, cuando se realiza la asignación de una dirección IP válida por parte del servidor DHCP legítimo a la computadora que posteriormente será **atacada**. Para ello, si observamos el archivo de registros de salida del servidor SYSLOG, ver figura 6, primero se realiza la liberación de la dirección por parte del cliente (DHCPRELEASE), después éste envía un mensaje DHCPDISCOVER para volver a encontrar al servidor DHCP (con dirección IP: 192.168.2.2), posteriormente el servidor contesta con un mensaje DHCPOFFER ofreciendo la dirección IP: 192.168.1.10 al equipo con MAC-ADDRESS: 08:00:27:12:ed:14 (cliente), y enseguida el cliente contesta con un DHCPREQUEST (en modo unicast, que es contraria a su naturaleza, ver figura 3, aceptando la dirección ofrecida por el servidor, y finalmente el servidor asigna la dirección IP: 192.168.1.10 al equipo con la MAC-ADDRESS: 08:00:27:12:ed:14, mediante el mensaje DHCPACK. Por otro parte, en el cliente se ejecuta un analizador de protocolos, y su salida se muestra en la figura 7, en ella se observa que aparecen los mismos tipos de mensajes que el servidor DHCP genera, en la asignación de una dirección IP, por lo cual se deduce que; con sólo observar el archivo de registros del servidor SYSLOG se tiene la certeza de que se asignaron direcciones IP válidas.

```
Jun 1 14:11:46 ubuntu servidores dhcpd[2265]: DHCPRELEASE of 192.168.1.10 from 08:00:27:12:ed:14 (shadow_lite_sp3) via enp0s3 (found)
Jun 1 14:11:52 ubuntu servidores dhcpd[2265]: DHCPDISCOVER from 08:00:27:12:ed:14 via 192.168.1.1
Jun 1 14:11:53 ubuntu servidores dhcpd[2265]: DHCPOFFER on 192.168.1.10 to 08:00:27:12:ed:14 (shadow_lite_sp3) via 192.168.1.1
Jun 1 14:11:53 ubuntu servidores dhcpd[2265]: DHCPREQUEST for 192.168.1.10 (192.168.2.2) from 08:00:27:12:ed:14 (shadow_lite_sp3) via 192.168.1.1
Jun 1 14:11:53 ubuntu servidores dhcpd[2265]: DHCPACK on 192.168.1.10 to 08:00:27:12:ed:14 (shadow li
```

Figura 6 Asignación legítima de una dirección IP, por parte del servidor.

6	7.87324700	192.168.1.10	192.168.2.2	DHCP	342	DHCP Release	- Transaction ID 0xcc1c1cc1
8	13.6387900	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	348	DHCP Discover	- Transaction ID 0x8c6c7a1e
10	14.6584870	192.168.1.1	192.168.1.10	DHCP	342	DHCP Offer	- Transaction ID 0x8c6c7a1e
11	14.6597810	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	373	DHCP Request	- Transaction ID 0x8c6c7a1e
13	14.6894500	192.168.1.1	192.168.1.10	DHCP	342	DHCP ACK	- Transaction ID 0x8c6c7a1e

Figura 7 Asignación legítima de una dirección IP, en el cliente.

La configuración del servidor DHCP falso se muestra en la figura 8. El ataque se puede realizar en los siguientes casos:

- El equipo atacado realiza una renovación de los parámetros de la red.
- El equipo solicita una nueva dirección IP.
- El equipo se apaga o se reinicia.

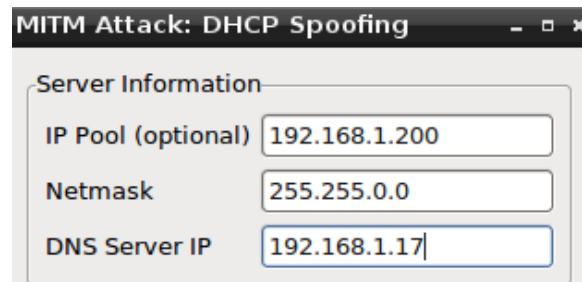


Figura 8 Configuración del falso servidor DHCP.

Es en éstas condiciones donde el ataque puede implementarse. Ahora, si se coloca un analizador de protocolos en la maquina atacante, se observan los mensajes que intercambia con una víctima, ver figura 9. En dicha figura se observa que el atacante responde a mensajes del tipo DHCPDISCOVER y asigna configuraciones similares a los que asigna el DHCP legítimo. De igual manera se observa la suplantación del servidor DHCP, poniéndose como una puerta de enlace válida para el equipo atacado. Para este ejemplo el equipo atacado solicita una nueva dirección IP al servidor DHCP legítimo, pero el falso servidor escucha el mensaje DHCPDISCOVER y responde primero con un DHCPOFFER, adelantándose al servidor legítimo, ofreciendo los parámetros de configuración realizados en la figura 8.

```
DHCP: [192.168.2.2] ACK : 192.168.1.17 255.255.255.0 GW 192.168.1.1 DNS 148.206.79.82
DHCP spoofing: using specified ip_pool, netmask 255.255.0.0, dns 192.168.1.17
Unified sniffing already started...
DHCP: [08:00:27:12:ED:14] DISCOVER
DHCP spoofing: fake OFFER [08:00:27:12:ED:14] offering 192.168.1.200
DHCP: [192.168.1.17] OFFER : 192.168.1.200 255.255.0.0 GW 192.168.1.17 DNS 192.168.1.17
DHCP: [08:00:27:12:ED:14] REQUEST 192.168.1.10
DHCP spoofing: fake ACK [08:00:27:12:ED:14] assigned to 192.168.1.10
```

Figura 9 Suplantación del servidor DHCP con Ettercap.

Por consiguiente, en la figura 10, se observa en el equipo cliente que el falso servidor DHCP logró su objetivo y generó un ataque *Man in the middle*, ya que



logró colocarse como puerta de enlace predeterminada y ahora se encuentra en medio de la comunicación entre la computadora cliente y la puerta de enlace.

```
C:\Documents and Settings\Administrador>ipconfig /renew
Configuración IP de Windows

Adaptador Ethernet Conexión de área local 3           :
    Sufijo de conexión específica DNS :
    Dirección IP. . . . . : 192.168.1.10
    Máscara de subred . . . . . : 255.255.0.0
    Puerta de enlace predeterminada : 192.168.1.17
```

Figura 10 Asignación de parámetros de red del servidor DHCP falso.

### Implementación del TCP SYN flood

En la figura 11 se observa el cumplimiento del procedimiento del *Three-Way Handshake*. En dicha figura, el equipo cliente (con dirección IP: 192.168.1.10) solicita una nueva conexión al servidor (con dirección IP: 172.217.7.37), enviando un mensaje con la bandera SYN activada (ver el primer paquete marcado en color negro), posteriormente el servidor responde al cliente con un mensaje con la bandera SYN-ACK activada (ver el segundo paquete marcado en color negro), y finalmente el cliente finaliza el procedimiento enviando un mensaje con la bandera ACK activa al servidor (ver el tercer paquete marcado en color negro). Es importante mencionar que el procedimiento del *Three-Way Handshake*, no se efectúa de manera consecutiva forzosamente.

195	78.3942610	192.168.1.10	172.217.7.37	TCP	66 iascontrol-oms > http [SYN] Seq=0
197	78.4054740	192.168.1.10	107.167.110.211	TCP	66 iascontrol > http [SYN] Seq=0 win=
198	78.4090350	192.168.1.10	107.167.110.211	TCP	66 dbcontrol-oms > http [SYN] Seq=0 v
199	78.4156720	192.168.1.10	172.217.7.37	TCP	66 oracle-oms > http [SYN] Seq=0 win=
207	79.9896690	192.168.1.10	37.228.108.171	TCP	62 olsv > https [SYN] Seq=0 win=6424
212	81.3630880	192.168.1.10	172.217.7.37	TCP	66 iascontrol-oms > http [SYN] Seq=0
213	81.3631930	192.168.1.10	107.167.110.211	TCP	66 iascontrol > http [SYN] Seq=0 win=
214	81.3632450	192.168.1.10	107.167.110.211	TCP	66 dbcontrol-oms > http [SYN] Seq=0 v
215	81.3632930	192.168.1.10	172.217.7.37	TCP	66 oracle-oms > http [SYN] Seq=0 win=
216	81.4995140	172.217.7.37	192.168.1.10	TCP	66 http > iascontrol-oms [SYN, ACK] Seq=
217	81.4996360	192.168.1.10	172.217.7.37	TCP	54 iascontrol-oms > http [ACK] Seq=1

Figura 11 Three Way-Handshake (TCP).

El ataque inicia comúnmente, cuando el equipo atacante envía de manera indefinida, mensajes de tipo TCP con la bandera SYN activa al equipo víctima. En la figura 12, el atacante genera estos mensajes, inundando al servidor (equipo

victima con dirección IP: 192.168.1.10). Es importante mencionar que la generación de estos paquetes es de forma malformada, i.e. los paquetes son contruidos con direcciones IP falsas e inválidas, con direcciones IP que no están asignadas en equipos reales o que son direcciones IP del tipo multicast o de clase E (observar el último paquete, con dirección IP: 236.85.33.11 de la figura 13).

```
root@debianatacante:~# hping3 -I eth0 -p 80 --flood -S --rand-source 192.168.1.10
HPING 192.168.1.10 (eth0 192.168.1.10): S set, 40 headers + 0 data bytes
hping in flood mode, no replies will be shown
```

Figura 12 Implementación de ataque TCP SYN Flood.

```
3020 0.796583 115.224.191.90 -> 192.168.1.10 TCP 54 5347-80 [SYN] Seq=0 Win=512 Len=0
3021 0.796598 213.88.220.152 -> 192.168.1.10 TCP 54 5348-80 [SYN] Seq=0 Win=512 Len=0
3022 0.796614 183.151.26.152 -> 192.168.1.10 TCP 54 5349-80 [SYN] Seq=0 Win=512 Len=0
3023 0.796630 206.99.253.112 -> 192.168.1.10 TCP 54 5350-80 [SYN] Seq=0 Win=512 Len=0
3024 0.796645 149.161.234.208 -> 192.168.1.10 TCP 54 5351-80 [SYN] Seq=0 Win=512 Len=0
3025 0.796661 12.213.38.156 -> 192.168.1.10 TCP 54 5352-80 [SYN] Seq=0 Win=512 Len=0
3026 0.796676 41.145.31.182 -> 192.168.1.10 TCP 54 5353-80 [SYN] Seq=0 Win=512 Len=0
3027 0.796692 222.38.27.167 -> 192.168.1.10 TCP 54 5354-80 [SYN] Seq=0 Win=512 Len=0
3028 0.796707 236.85.33.11 -> 192.168.1.10 TCP 54 5355-80 [SYN] Seq=0 Win=512 Len=0
```

Figura 13 Mensajes TCP con la bandera SYN activa, generados por el atacante.

## Implementación de los Paquetes Malformados

En la figura 14 se muestra la implementación de un ataque con paquetes malformados. Como se observa, se implementa una inundación de direcciones MAC al equipo con dirección IP: 192.168.1.10, por parte del equipo atacante con dirección IP 192.168.1.17. Cabe mencionar que este ataque es generado construyendo direcciones MAC falseadas, es decir: inválidas (direcciones MAC de tipo unicast y multicast), y no reales (que no están asignadas a tarjetas de red reales). En la figura 15, se observan estos paquetes clasificados como paquetes malformados, debido a que el analizador de protocolos no los puede diseccionar y las direcciones MAC de origen son inválidas.

```
root@debianatacante:~# macof -i eth0 -s 192.168.1.17 -d 192.168.1.10 -n 10
7f:b9:9b:4:40:44 31:24:f:9:d0:4e 192.168.1.17.61429 > 192.168.1.10.15669: S 2096545159:2096545159(0) win 512
73:4b:b6:1f:78:f8 56:9c:7e:62:2:6e 192.168.1.17.61923 > 192.168.1.10.26690: S 1579647407:1579647407(0) win 512
b4:3:c2:7b:b5:d1 42:7f:fa:2e:95:9 192.168.1.17.23151 > 192.168.1.10.2826: S 515529850:515529850(0) win 512
51:87:5c:74:55:42 79:5c:96:1d:91:94 192.168.1.17.15021 > 192.168.1.10.62491: S 464922677:464922677(0) win 512
64:b:f8:2c:2c:71 5d:88:3b:3f:51:a8 192.168.1.17.44641 > 192.168.1.10.33302: S 2144723376:2144723376(0) win 512
a7:20:e8:59:5a:e0 25:85:68:2:72:ec 192.168.1.17.51356 > 192.168.1.10.26468: S 1697697134:1697697134(0) win 512
46:bf:d3:79:db:60 e3:a6:c5:2a:89:13 192.168.1.17.27621 > 192.168.1.10.19678: S 1236564629:1236564629(0) win 512
5c:d4:d6:3a:59:3e 20:50:4:2c:df:c9 192.168.1.17.45684 > 192.168.1.10.49168: S 49299384:49299384(0) win 512
bd:c4:7f:6c:41:a 67:54:bc:3e:9e:5f 192.168.1.17.35927 > 192.168.1.10.29865: S 1388095085:1388095085(0) win 512
1d:b4:e6:20:b7:80 20:14:3a:5f:a1:9d 192.168.1.17.26651 > 192.168.1.10.9721: S 769800147:769800147(0) win 512
```

Figura 14 Implementación del ataque con paquetes malformados.

86	2.9569776	192.168.1.17	192.168.1.10	TCP	54 [Malformed Packet]
87	2.9573636	192.168.1.17	192.168.1.10	TCP	54 [Malformed Packet]
88	2.9577426	192.168.1.17	192.168.1.10	TCP	54 [Malformed Packet]
89	2.9581016	192.168.1.17	192.168.1.10	TCP	54 [Malformed Packet]

Frame 86: 54 bytes on wire (432 bits), 54 bytes captured (432 bits) on interface 0  
Ethernet II, Src: 93:cc:24:15:43:af (93:cc:24:15:43:af), Dst: AvantecM\_60:de:56 (00:12:bd:60:de:56)  
Internet Protocol Version 4, Src: 192.168.1.17 (192.168.1.17), Dst: 192.168.1.10 (192.168.1.10)  
[Malformed Packet: TCP]  
[Expert Info (Error/Malformed): Malformed Packet (Exception occurred)]  
[Malformed Packet (Exception occurred)]  
[Severity level: Error]  
[Group: Malformed]

Figura 15 Vista del ataque con paquetes malformados, desde un analizador de protocolos.

### 3. Resultados

Del ataque DHCP spoofing implementado, se observó que comúnmente para detectar este ataque basta con verificar que la direcciones IP fuente de los mensajes tipo DHCPOFFER y DHCPACK sean del servidor DHCP legítimo. Además, por cuestiones de la topología de la red, ver figura 5, al poner el servidor DHCP en una red diferente en la que están los equipos clientes, e.g. LAN 1, se agrega implícitamente un mecanismo de seguridad ya que se cambia el modo de trabajo del mensaje DHCPREQUEST, ejecutándolo en modalidad unicast, esto se debe a que al colocar el servidor en una red diferente, se fuerza a que el mensaje DHCPREQUEST trabaje en modalidad unicast, debido a que el dispositivo router no propaga mensajes tipo broadcast, y para poder entregar este mensaje y llevarlo hacia el DHCP legítimo tendrá que forzarlo a trabajar en una comunicación tipo unicast en lugar de una en modalidad broadcast. Así también, se observó que al colocar el servidor DHCP dentro de la misma LAN donde se realizarán los ataques, este es más vulnerable, ya que se puede averiguar su dirección IP y suplantarlo.

Con la implementación de un servidor SYSLOG dentro del servidor DHCP, se dedujo que; se pueden predecir ataques del tipo DHCP “starvation” (Agotamiento de direcciones IP), esto se logra verificando el archivo de registros de eventos que se genera en el servidor con las relaciones de direcciones IP y MAC válidas o asignadas legítimamente, ver figura 16, por lo que podemos predecir y detectar cuando algún intruso se infiltró en la red y está intentando agotar nuestro rango de direcciones IP válidas, al revisar las direcciones MAC del mensaje

DHCPDISCOVER. De igual forma, también se obtiene una relación de direcciones MAC - IP asignadas y válidas, del archivo de registro de eventos.

```
12:32:32 ubuntu servidores dhcpd[2242]: DHCPDISCOVER from 08:00:27:12:ed:14 via 192.168.1.1
12:32:34 ubuntu servidores dhcpd[2242]: DHCPDISCOVER from 08:00:27:c6:de:db via 192.168.1.1
12:33:25 ubuntu servidores dhcpd[2242]: DHCPDISCOVER from 08:00:27:ff:4f:94 via 192.168.1.1
12:34:37 ubuntu servidores dhcpd[2242]: DHCPDISCOVER from 08:00:27:c6:de:db (debianatacante)
12:34:39 ubuntu servidores dhcpd[2242]: DHCPDISCOVER from 08:00:27:c6:de:db via 192.168.1.1
```

Figura 16 Verificación de mensajes DHCPDISCOVER en el servidor DHCP.

Por otra parte, de ataque TCP SYN flood se observó que puede mitigarse con la realización de filtros de paquetes malformados (direcciones IP falseadas y con mensajes TCP con la bandera SYN activa), utilizando un analizador de protocolos. Esto es importante ya que en una tabla de aprendizaje donde son caracterizados patrones intrusivos, entra como una característica a considerar para ser parte de un patrón característico de algún ataque no conocido. De igual manera, se observó en el equipo atacado que cuando está bajo un ataque TCP SYN flood, envía mensajes del protocolo ARP en broadcast intentando contestar los mensajes generados por los paquetes malformados. Por lo que lo hace un comportamiento característico para este ataque, visto del lado del atacado. Otra característica vista en el ataque TCP SYN flood es que: en el equipo atacado, la carga de la CPU, el uso de la memoria RAM y el desempeño de la tarjeta de red se incrementa, por lo que, al intentar ejecutar alguna otra aplicación, el equipo atacado se bloquea.

Por último, del ataque con paquetes malformados se observa que depende del equipo de enlace de datos que se tenga (*switch administrable* y *no administrable*), ya que al inundar con direcciones MAC aleatorias, si el equipo de red es administrable y tiene implementada alguna medida de seguridad, detecta las direcciones MAC inválidas y no las coloca dentro de su tabla CAM y no afecta al servidor. Pero si son direcciones MAC válidas, ver figura 17, son enviadas por el switch al servidor y agota el número máximo de clientes que se pueden atender por parte del servidor; de la misma manera trabajaría un *switch no administrable*. Dado todo lo anterior, se crean tres tablas, tablas 1, donde se describen los patrones característicos de los ataques analizados.

f8e0.092c.9c69	Dynamic	1	FastEthernet1/2
006c.b001.2d01	Dynamic	1	FastEthernet1/2
d0cb.3b69.0dfb	Dynamic	1	FastEthernet1/2
54d8.361b.b51b	Dynamic	1	FastEthernet1/2
4c37.8902.d6ea	Dynamic	1	FastEthernet1/2
96ad.9853.4463	Dynamic	1	FastEthernet1/2
78af.7455.288e	Dynamic	1	FastEthernet1/2
6880.8d0b.74b5	Dynamic	1	FastEthernet1/2

Figura 17 Tabla CAM bajo un ataque con paquetes malformados.

Tabla 1 Descripción de los ataques.

Tipo de ataque	Descripción	Forma de detección
DHCP Spoofing	Proviene de una dirección IP obtenida del servidor DHCP legítimo. Utiliza los mensajes DHCPREQUEST, con direcciones IP de tipo broadcast en el campo de destino. Modifica la dirección de la puerta de enlace en el equipo víctima.	Para la topología propuesta, colocando un sniffer, y verificando que los mensajes DHCPREQUEST sean del tipo unicast, no broadcast. Verificar que dirección IP fuente del mensaje DHCP OFFER Y DHCPACK sean del servidor DHCP legítimo.
DHCP Starvation	Agota el rango de direcciones válidas del servidor DHCP. Es generado por equipos que cambian su dirección MAC aleatoriamente (inválidas) y solicitan nuevas direcciones IP.	Se detecta instalando un servidor de logs en el servidor DHCP, y verificando que la dirección MAC del equipo solicitante sea válida. Limitando el rango de direcciones del conjunto válido. Asignación de direcciones IP estáticas.
Paquetes malformados	Es generado con direcciones MAC-ADDRESS e IP aleatorias inválidas e incorrectas (tipo unicast y multicast), caen dentro de la categoría de ser paquetes malformados, por los analizadores de protocolos.	Se verifica que provengan de direcciones MAC e IP válidas. Creación de filtros para verificar la legitimidad de las direcciones MAC e IP en los paquetes entrantes.
TCP SYN Flood	Tienen las banderas SYN o ACK activas dentro del mensaje TCP o están construidas sin tener las banderas TCP activas. Son generados con malformaciones: direcciones IP y MAC inválidas, aunque también pueden ser generados con direcciones IP y MAC válidas. Aumentan la carga del CPU y la tarjeta de red, y el uso de memoria RAM del equipo atacado.	Instalando un servidor de logs dentro del servidor, e. g. WEB, y realizando un aprendizaje supervisado acerca de los mensajes entrantes: con los mensajes TCP con las banderas ACK, SYN activas o sin banderas. Verificar que el Three-Way Handshake se cumpla. Con la creación de filtros de paquetes malformados: revisando que las direcciones IP sean válidas.

## **4. Discusión**

Cuando se utiliza Ettercap como herramienta para implementar un falso servidor DHCP, en el momento de que un equipo solicita una nueva dirección IP, Ettercap averigua su dirección IP anterior, mediante la captura del mensaje DHCPREQUEST, y asigna esa misma dirección IP. Para mitigar este ataque se propone cambiar la manera de comunicación de un mensaje DHCPREQUEST, de tipo broadcast a unicast, esto se logra instalando el servidor DHCP en un segmento de red distinto, al de los equipos restantes de la intranet. Para mitigar variantes de ataques de DHCP, e.g. el DHCP starvation; se instala un servidor SYSLOG para observar, analizar y realizar un control sobre los mensajes DHCPDISCOVER registrados en el servidor DHCP, tomando lapsos de tiempo en minutos y segundos, e. g. mensajes DHCPDISCOVER registrados por minuto.

Un equipo al estar bajo un ataque TCP SYN flood tiene cuatro efectos principales, estos son: la memoria RAM se agota, la carga del CPU se incrementa drásticamente y la tarjeta de red se satura: al enviar mensajes ARP en Broadcast tratando de responder los mensajes recibidos y atendiendo a los nuevos paquetes. Es decir, haciendo que el procesador priorice el procesamiento de cada uno de los paquetes recibidos, a la par de necesitar más memoria RAM para procesarlas. Finalmente, para todos los ataques generados, si el atacante se colocara en otra parte de la intranet, el patrón es muy similar y puede detectarse su comportamiento, solo que, por cada red adicional de la intranet, se debe agregar un sensor para analizar el tráfico circulante de la red.

## **5. Conclusiones**

En este trabajo hemos presentado una investigación sobre algunos de los ataques más frecuentes en una red tipo intranet, que puede comprometer la seguridad de la misma, tanto en la información que comparte como en la operación hacia los nodos de la red. Hemos presentado una metodología para conformar la plataforma de simulación de los ataques y hemos hecho uso de las herramientas más comunes para generar este tipo de ataques. Podemos finalmente emitir una mejor valoración de la seguridad y estado de funcionamiento

de la red interna, intranet y proporcionar una recomendación para una auditoría a bajo nivel, gracias a nuestra metodología. Más aún, en la creación de reglas de seguridad o medidas de implementación para poder mitigar este tipo de ataques. A futuro será necesario implementar estos patrones encontrados en tablas de aprendizaje, para poder robustecer y agregar nuevas características más relevantes, ya que estos ataques suelen volverse más complejos en su programación y más sofisticados en su implementación. Así también, podremos incluir otro tipo de ataques o variantes de éstos, todo para conocer mejor el estado de la seguridad de una intranet y mejorarla dinámicamente acorde a las nuevas amenazas para la seguridad de una red de cómputo.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Cisco, Configurar el protocolo TCP. [http://www.cisco.com/cisco/web/support/LA/111/1116/1116270\\_iap-tcp.pdf](http://www.cisco.com/cisco/web/support/LA/111/1116/1116270_iap-tcp.pdf), 25 de mayo de 2017.
- [2] Cisco, What Is Network Security? <http://www.cisco.com/c/en/us/products/security/what-is-network-security.html>, 08 de marzo de 2017.
- [3] Dsniff, <https://www.monkey.org/~dugsong/dsniff/>, 05 de junio de 2017.
- [4] Ettercap, <https://ettercap.github.io/ettercap/>, 05 de junio de 2017.
- [5] García P., Díaz J., Maciá G., Vázquez E., Anomaly-based network intrusion detection Techniques, systems and challenges, *Computers and Security* 28, Elsevier, pp. 18-28, 2009.
- [6] GNS3, <https://www.gns3.com/>, 05 de junio de 2017.
- [7] Hping, <http://www.hping.org/manpage.html>, 05 de junio de 2017.
- [8] Mathworks, Supervised Learning. <https://www.mathworks.com/discovery/supervised-learning.html>, 23 de mayo de 2017.
- [9] Montero G. Implementación de un NIDS en un sistema embebido para el análisis de tráfico de una red. Proyecto Tecnológico. UAM, CBI, Departamento de Sistemas, Ingeniería en Computación, 2014.
- [10] Mukhtar H., Salah K., Iraqui Y. Mitigation of DHCP starvation attack, *Computers and Electrical Engineering* 38, Elsevier, pp. 1115-1128, 2012.

- [11] Oracle, Establecimiento de una conexión TCP. <https://docs.oracle.com/cd/E19957-01/820-2981/ipov-36/index.html>, 24 de mayo de 2017.
- [12] Spech S., Lee R., Distributed Denial of Service: Taxonomies of Attacks, Tools and Countermeasures. Proceedings of the 17th International Conference on Parallel and Distributed Computing Systems, 2004 International Workshop on Security in Parallel and Distributed Systems, pp. 543-550, September 2004.
- [13] Stallings W., Fundamentos de Seguridad en Redes: Aplicaciones y Estándares, Pearson-Prentice Hall, Segunda Edición, 2004.
- [14] Symantec, Man-in-the-middle attack (ataque de tipo "Man in the middle"). [https://www.symantec.com/es/mx/security/\\_response/glossary/define.jsp?Letter=m&word=man-in-the-middle-attack](https://www.symantec.com/es/mx/security/_response/glossary/define.jsp?Letter=m&word=man-in-the-middle-attack), 24 de mayo de 2017.
- [15] VirtualBox, <https://www.virtualbox.org/>, 05 de junio de 2017.
- [16] Wireshark, Malformed Packet. [https://www.wireshark.org/docs/wsug\\_html\\_chunked/AppMessages.html](https://www.wireshark.org/docs/wsug_html_chunked/AppMessages.html), 24 de mayo de 2017.
- [17] Wireshark, Packet dissection. [https://www.wireshark.org/docs/wsdg\\_html\\_chunked/ChapterDissection.html#ChDissectWorks](https://www.wireshark.org/docs/wsdg_html_chunked/ChapterDissection.html#ChDissectWorks), 30 de mayo de 2017.



# **DISEÑO DE UN DEMODULADOR DE FM MEDIANTE PLL PARA LA INTERROGACIÓN DE SENSORES INTERFEROMÉTRICOS DE FIBRA ÓPTICA**

***Jesús Lorenzo Cisneros Hernández***

Universidad Autónoma de Ciudad Juárez  
*al160585@alumnos.uacj.mx*

***Alejandro Rodríguez Antonio***

Universidad Autónoma de Ciudad Juárez  
*al98621@alumnos.uacj.mx*

***Abimael Jiménez Pérez***

Universidad Autónoma de Ciudad Juárez  
*abimael.jimenez@uacj.mx*

***José Mireles Jr. García***

Universidad de Guadalajara  
*jmireles@uacj.mx*

***Rafael E. González Landaeta***

Universidad Autónoma de Ciudad Juárez  
*rafael.gonzalez@uacj.mx*

***Ángel Saucedá Carvajal***

Universidad Autónoma de Ciudad Juárez  
*angel.sauceda@uacj.mx*

## **Resumen**

En este trabajo se diseñó y se construyó un sistema de interrogación de sensores interferométricos. El sistema está constituido por una etapa que emula la señal interferométrica típica de un sensor de este tipo: Primeramente, una etapa de acondicionamiento que convierte esta señal en una señal de FM convencional

y finalmente una etapa de demodulación de frecuencia; mediante el uso de la técnica de amarre de fase PLL, (del inglés: *Phase Lock Loop*). El proceso de demodulación, denominado en la literatura como “heterodino sintético”, utiliza un par de osciladores locales sintonizados a la frecuencia de la señal portadora y al doble de ésta. Así mismo, se requirieron una serie de filtros pasabanda tipo Butterworth de segundo orden para acotar el espectro de las señales de interés centrados en la frecuencia de la armónica necesaria para realizar el proceso de mezclado. Finalmente, la señal acondicionada se usó como entrada a un demodulador de FM mediante un PLL. Se consiguió recuperar señales del orden de miliradianes en el rango de 90 a 260 Hz. Se observó que este rango dependió del ancho de banda de los filtros pasabanda utilizados en el circuito. Se optó por esta técnica de demodulación basada en un PLL, pues logra la sintonización de una amplia gama de frecuencias, al ser también sintonizable el PLL a través de su VCO.

**Palabras Claves:** Demoduladores de FM, fase óptica, sensores interferométricos, PLL.

### **Abstract**

*In this work, an interrogation system of interferometric sensors was designed and constructed. The system consists of a stage emulating the interferometric signal typical of such sensor: First a conditioning stage that converts the above signal into a conventional FM signal and finally a frequency demodulation stage, based in the Phase Lock Loop technique o demodulate FM signals (PLL). The demodulation process used here, referred in the literature as "synthetic heterodyne", uses a pair of local oscillators, one tuned to the frequency of the carrier signal and the other one tuned at twice of the carrier frequency. It also requires a series of second-order Butterworth bandpass filters to limit the signals of interest and maintain a constant amplitude in the passband. As well as a trimmer to minimize the amplitude changes, in the final part of the conditioning stage. Finally, the conditioned signal was used as input to an FM demodulator via a PLL and signals of the order of miliradianes were achieved; with frequencies of modulating*

*signals in the range of 90 to 260 Hz. It was observed that this range depended on the bandwidth of the bandpass filters used in the circuit.*

**Keywords:** *FM demodulators, Interferometric sensors, optical phase, PLL.*

## **1. Introducción**

En el transcurso de las últimas décadas, ha ido en aumento el uso de sensores ópticos basados en fibra óptica debido a que son utilizados para medir variables físicas como distancias, desplazamientos, así como amplitud, frecuencia, intensidad y fase en movimientos oscilatorios. De estos resaltan los sensores interferométricos, que además permiten realizar mediciones de rugosidad en superficies, pueden medir desplazamientos horizontales o verticales y también encuentran amplia aplicabilidad en la medición de vibraciones con cierta frecuencia, entre otras.

Estos sensores basados en el fenómeno de interferencia óptica [Fang, 2015], operan como sigue: Una de las ondas que componen al sensor interferométrico, es expuesta a las características físicas del mesurando, y las variaciones de este modifican en fase a dicha onda, obteniendo una señal modulada en FM. Esta señal modulada interfiere con una onda de referencia estable sin modular, y la información de interés, es decir las variaciones presentes en el mesurando, se encuentra en la fase del patrón de intensidad resultante, y para extraer esta información se requiere de un demodulador de FM. Este trabajo se enfoca en el diseño, construcción y prueba de un demodulador de fase óptica con las características mencionadas anteriormente.

### **Antecedentes**

Existen diversos métodos de demodulación de una señal modulada en fase óptica, uno de ellos, el método DCM (del inglés: *differential-and-cross-multiply*) que utiliza dos fotodetectores y una serie de operaciones matemáticas a través de amplificadores operacionales (OpAmp) configurados como diferenciador, derivador, multiplicador y una doble integración. Los resultados reportados con este método tienen una relación señal a ruido (SNR) de 80dB [Kumar, 2012], las

señales demoduladas no presentan distorsión y es factible tanto para señales débiles como fuertes.

Otro método de demodulación es el que usa un PLL (del inglés: *phase lock Loop*). Un PLL es un sistema de retroalimentación que comprende un comparador de fase, un filtro pasa bajas y un amplificador de error en la trayectoria de la señal hacia adelante y un VCO (*del inglés: voltage controlled oscillator*) en la trayectoria de la retroalimentación [Schlecker, 2013]. Cuando el PLL es enganchado a una señal de frecuencia modulada (FM), el VCO rastrea la frecuencia instantánea de la señal de entrada. La tensión de error filtrada fuerza al VCO a mantenerse unida con la señal de entrada, luego se convierte en la salida de FM demodulada [Silver, 2008]. La ventaja de este método estriba en la sintonización de una gama amplia de frecuencias al ser también sintonizable el PLL a través de su VCO [Udd, 2007]. En esta investigación se implementará el método de demodulación homodina, ya que es la que mejor resolución y sensibilidad ofrece. En este método se detectan las diferencias de fase existentes entre dos señales que se interfieren y se elimina la señal de desvanecimiento causada por las grandes derivas ambientales; esto se logra mediante la introducción de un gran desplazamiento de fase una frecuencia fuera de la banda de la señal [Dandridge, 2010]. Estas señales de gran amplitud llevan como bandas laterales las señales de interés.

Los resultados mostrados con la demodulación homodina han sido un alto rango dinámico, una buena linealidad y una sensibilidad de  $10^{-6}$  radianes [Schlecker, 2013]. El esquema utilizado para este tipo de demodulación se muestra en la figura 1.

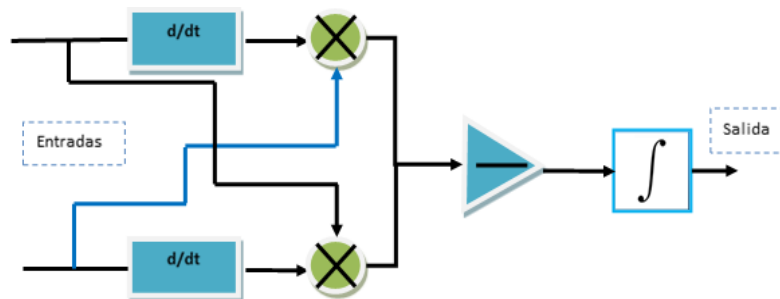


Figura 1 Esquemático de demodulador homodino.

## 2. Métodos

Para desarrollar el demodulador de FM, en primera instancia no se utilizó información procedente de algún mesurando, se decidió utilizar señales interferométricas controladas y reproducibles, tanto en amplitud como en frecuencia, para así poder verificar los resultados arrojados por el demodulador, y esto se logró implementando un emulador de interferogramas.

El método de demodulación seleccionado se simuló en el software de aplicación Cadence PSpice utilizando señales moduladoras de baja frecuencia, se observaron y se analizaron las formas de onda resultantes de cada etapa. Posteriormente se implementó el circuito electrónico del demodulador, y se verificó experimentalmente el rango de frecuencias y la amplitud mínima y máxima de la señal moduladora que el demodulador puede manejar, sin comprometer la calidad de la información obtenida:

- **Emulador de interferogramas.** Se implementó un emulador de interferogramas, debido a que durante el proceso de caracterización y prueba del sistema para extraer la señal de interés, se requerirían varias pruebas con interferogramas reproducibles y controlables en cuanto a la amplitud de la señal moduladora y de la portadora.

Este emulador se realizó con el generador de funciones trigonométricas AD639. La función de transferencia que sintetiza este IC, es la ecuación 1, en la que  $U$  representa la amplitud de la señal generada, y es la diferencia de voltaje entre la entrada  $U_1 - U_2$ , y estará en el rango de los 10mV a 10V.  $U_1$  es polarizado con voltaje positivo, mientras que  $U_2$  estará conectado a tierra.  $X_1$ ,  $X_2$ ,  $Y_1$ , y  $Y_2$  son las entradas diferenciales de los voltajes  $X$  y  $Y$  escaladas a  $50^\circ/V$ . LA

$$W = U \frac{\text{sen}(X_1 - X_2)}{\text{sen}(Y_1 - Y_2)} \quad (1)$$

Para generar el interferograma se introdujo una señal de 1 kHz con un amplitud de 5.8 Vpp como señal portadora ( $X_1$ ), y una señal de 100 Hz y una amplitud de 200 mVpp como moduladora ( $X_2$ ).

- **Selección del Método de Demodulación.** La elección del método de demodulación fue con base en las características que los diversos métodos presentaban. Se enfocó en cualidades como el ancho de banda en el cual el circuito opera y la posibilidad de que este fuera modificable para ser sintonizado en el rango de frecuencias de interés, además que la circuitería fuera simple sin dejar de un lado la eficiencia y la calidad de operación, por lo tanto, que se tuviera un control electrónico confiable.

En esta investigación se seleccionó el método de Detección Heterodina Sintética, porque como se mencionó antes, es el que mejor resolución y sensibilidad ofrece. Este método a partir de un solo interferograma genera las dos señales mediante un proceso de mezclado con osciladores trabajando a la frecuencia de la portadora y al doble de ésta. Posteriormente, mediante un filtraje pasa banda se selecciona la tercera armónica de la señal resultante del proceso de mezclado para después realizar la suma de las señales generadas en cada una de las ramas del detector; generándose así una señal resultante que después de aplicársele un proceso de eliminación de picos y un filtraje pasabanda adicional, se encuentra lista para introducirse al proceso de demodulación mediante el uso de un PLL. El diagrama a bloques de este demodulador se presenta en la figura 2.

- **Caracterización del demodulador para obtener sus especificaciones.** El circuito construido se caracterizó introduciendo una señal modulada en frecuencia con un generador de funciones marca Agilent 33220A con las siguientes características: una portadora de 1 kHz, una moduladora de 100 Hz, amplitud de 1 mV y un índice de modulación de 2 y se observó la señal de salida del demodulador en un osciloscopio Agilent DSO-X-2012, para observar tanto la forma de onda como su espectro de frecuencias. Se realizaron cambios de valores de la portadora y moduladora para el rango de frecuencia en el cual el demodulador deja de funcionar o presenta distorsión en su salida.

- **Construcción y Caracterización del Demodulador Seleccionado.** Se modificó el ancho de banda de los filtros del demodulador, y ser utilizado en un rango de baja frecuencia, para señales de interés que no sobrepasan los 300 Hz.

Todo el esquema de demodulación se muestra en el diagrama de bloques de la figura 2 donde BPF es filtro pasa banda, LPF es filtro pasa bajas y OSC es el oscilador local a  $\omega_H$  y  $2\omega_H$ .

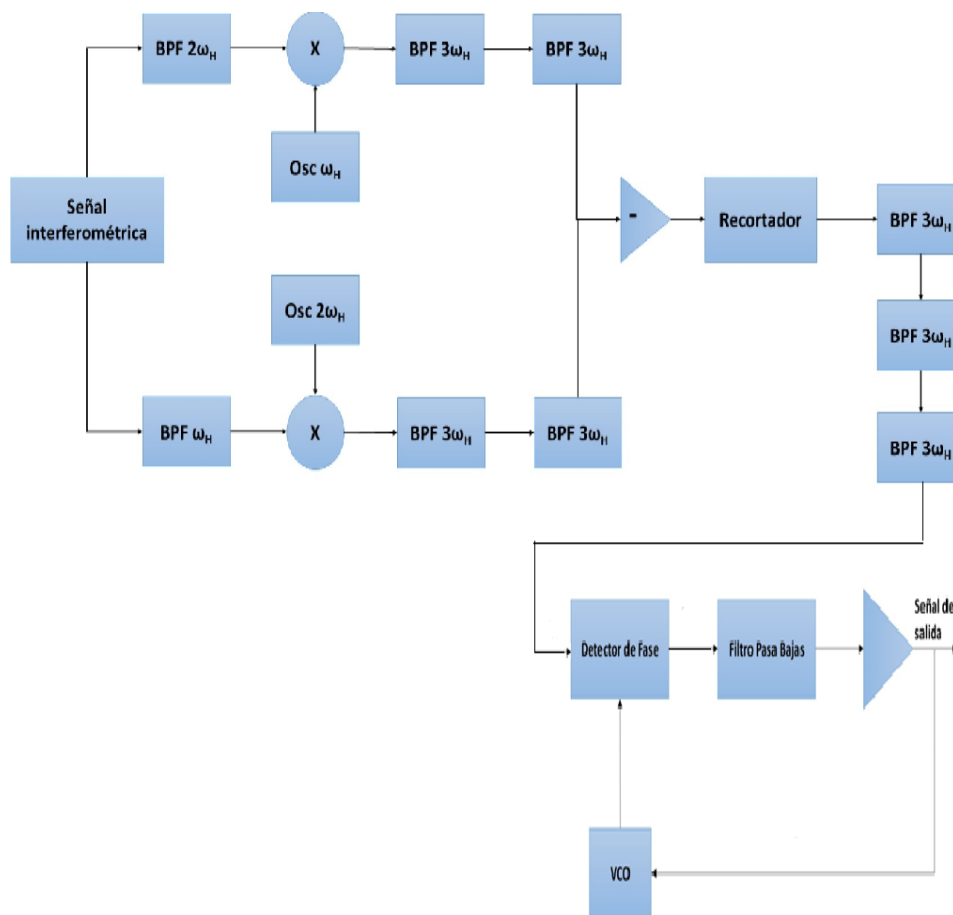


Figura 2 Diagrama a bloques del circuito demodulador utilizando PLL.

### Filtros Pasabanda

Los filtros pasabanda se diseñaron con el circuito integrado UAF42 de Burr-Brown, son de segundo orden y poseen una arquitectura de filtros de variable de estado.

## Multiplicadores

Los multiplicadores se construyeron con el circuito integrado AD633 cuya función de transferencia está dada por ecuación 2.

$$W = \frac{(X_1 - X_2)}{10V} \quad (2)$$

$X_1$  y  $X_2$  representan voltajes de entrada que se convierten en fases, como se mencionó anteriormente.

## Diseño del Oscilador Local

El diseño del oscilador local a  $\omega_H$  utilizado corresponde a un oscilador de puente de Wien. Mientras que el oscilador local requerido a  $2\omega_H$  se realizó utilizando un doblador de frecuencias a través de un multiplicador. La frecuencia del oscilador se define por la ecuación 3.

$$f_o = 1/2\pi R_{12} C_2 = \frac{1}{2\pi(158000)(1E^{-9})} = 1007 \quad (3)$$

## Sumador

El sumador inversor permite combinar múltiples entradas, es decir, permite añadir algebraicamente dos (o más) señales o voltajes para formar la suma de dichas señales. La ganancia utilizada en nuestro diseño fue unitaria, por lo que el voltaje de salida del circuito es el mostrado en la ecuación 4, donde  $V_1$  y  $V_2$  representan las señales de entrada que serán sumadas.

$$V_{out} = -(V_1 + V_2) \quad (4)$$

## Recortador

El recortador utiliza un diodo Zener BZX55C2V7, cuyo voltaje de operación es de 2.7 V, este limita la amplitud de la señal y con ello se logra una amplitud constante en toda la señal, minimizando los efectos de la variación de amplitud y así la distorsión adicional ocasionada por variaciones de amplitud indeseables en la señal que entrará al PLL para su posterior demodulación. Cuando la salida trata de exceder el voltaje zener, el zener entra en la región de avalancha y la salida queda recortada.



## PLL

La parte central del demodulador la constituye el circuito mostrada en la figura 3, el demodulador de FM mediante PLL. La frecuencia del VCO está determinada por la ecuación 5 y en este caso se diseñó para una frecuencia de portadora de 3000 Hz para que pudiera engancharse con la señal modulada y se produjera la demodulación de FM.

$$VCO = \frac{0.3}{RT * CT} = \frac{0.3}{(4545 \Omega)(.022 \mu F)} = 3.0 \text{ kHz} \quad (5)$$

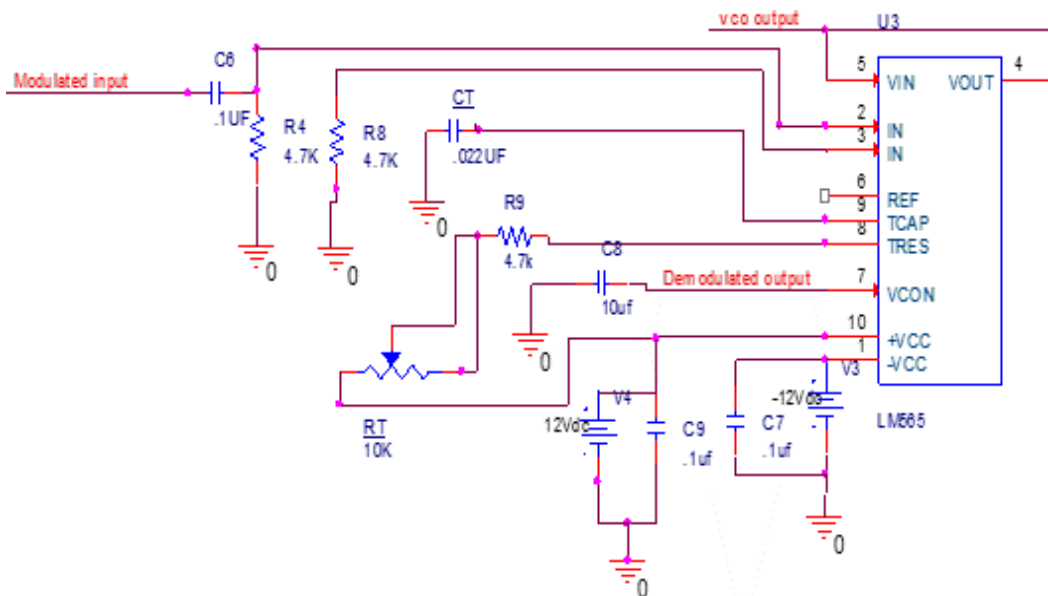


Figura 3 Diagrama del circuito demodulador de FM usando PLL.

Una vez ajustado el VCO a la frecuencia de la portadora que posee la señal modulada se procede al amarre de fase y a la demodulación de la señal. Se utilizó el IC LM565 al ser un circuito integrado que nos brinda sencillez en el diseño del circuito demodulador, sin dejar a un lado la calidad de este.

## Filtro Pasabajos

El filtro pasabajos colocado en la etapa final del demodulador se construyó usando el circuito integrado UAF42. Su frecuencia de corte se calculó con base en la ecuación 6 y considerando un valor de  $C=1000 \text{ pF}$ .

$$F_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(530500)(1E^{-9})} = 300 \text{ Hz} \quad (6)$$

Las características principales de este filtro fueron, un ancho de banda de 350 Hz y una banda de paso con caída de 6 dB por década.

### 3. Resultados

En este apartado se presentan los resultados experimentales obtenidos mediante la prueba del sistema construido.

#### Emulador de Interferogramas

La figura 4 muestra la señal generada por el emulador de interferogramas y la figura 5 muestra el espectro de frecuencias correspondiente a esta. En el espectro de Fourier de esta señal se puede ver que los valores de la portadora en 1 kHz y sus respectivos armónicos, así como también los valores de la moduladora con valor de 100 Hz presentes como bandas laterales de la portadora.

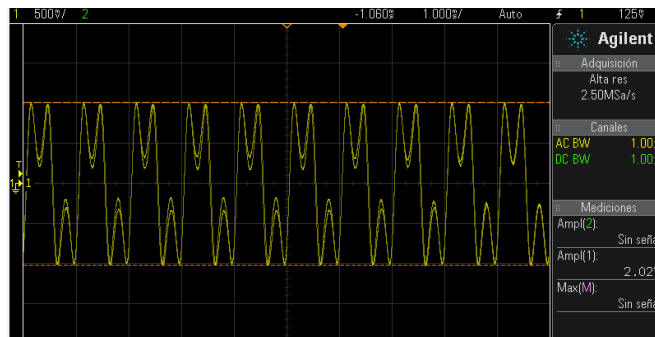


Figura 4 Interferograma obtenido con el emulador.

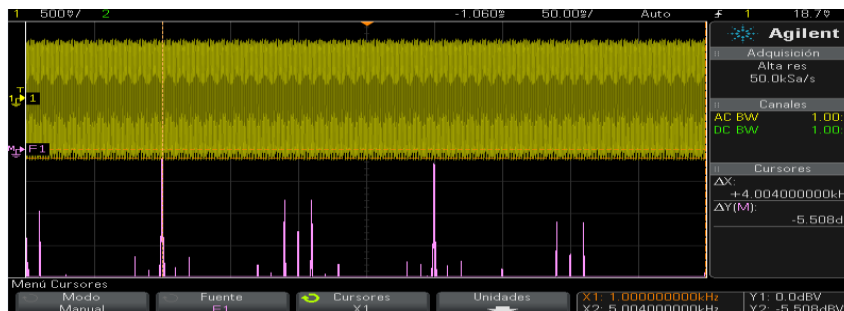


Figura 5 Espectro de frecuencias correspondiente a señal del simulador interferométrico.

## Reproducción del Método de Demodulación a Utilizar

En la figura 6 se muestra la señal modulada en FM con un aportadora de 1 kHz y una moduladora de 100 Hz la cual fue introducida en el circuito PLL con una amplitud de 0.1 mV.

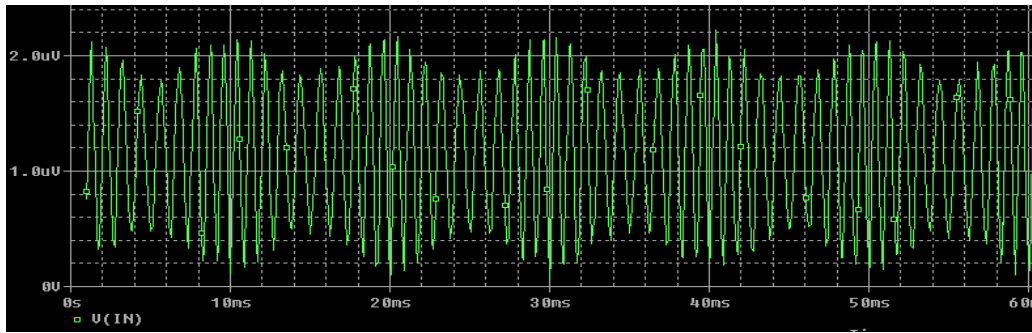


Figura 6 Señal modulada en frecuencia introducida en el demodulador de tipo PLL.

En la figura 7 se muestra la forma de onda obtenida en el simulador para una señal demodulada a través del PLL, corresponde a una senoidal con una frecuencia de 100 Hz.

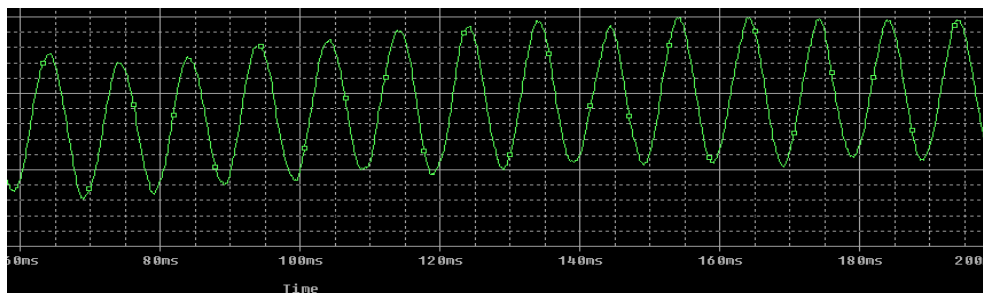


Figura 7 Forma de onda de la señal demodulada de 100 Hz.

## Rediseño, Construcción y Caracterización del Demodulador Seleccionado, Mejorando la Relación Señal a Ruido

A continuación, se presentan los resultados obtenidos cuando la señal del interferograma correspondiente a la figura 5 y es procesada en cada etapa del demodulador. Por cuestiones de espacio se muestran solo las señales experimentales y solo en algunos casos se muestran las señales obtenidas con el simulador.

### Filtros Pasabanda Centrados en 1 y en 2 kHz

En las figuras 8a y 8b se presenta la señal obtenida a la salida del filtro pasabanda centrado en 1 kHz.

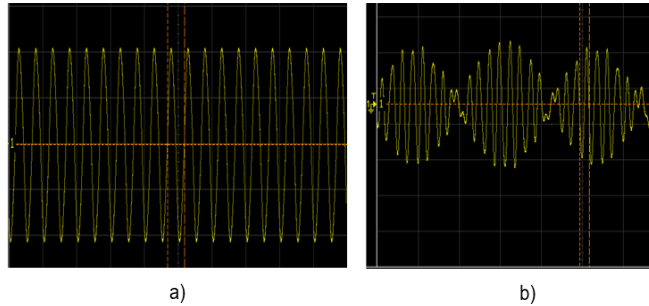


Figura 8 Señal entregada por el filtro pasabanda centrado en 1 kHz

### Multiplicador del Canal 1

Como se mencionó anteriormente, existen dos etapas de mezclado o multiplicación, es decir, dos canales: el canal 1 situado en la parte superior del diagrama esquemático y el canal 2 situado en la parte inferior.

A continuación, en la figura 9a y figura 9b se presentan las señales obtenidas al multiplicar la señal de la figura 8a o figura 8b con una señal senoidal de 1 kHz.

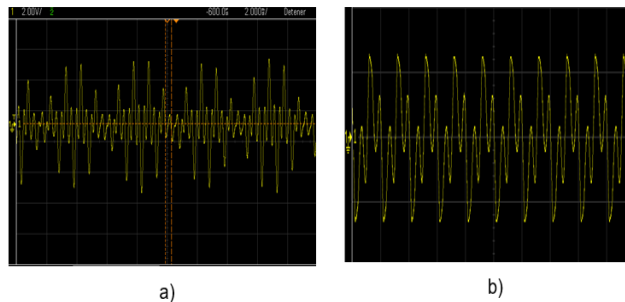


Figura 9 Señal entregada por los multiplicadores a) canal 1 y b) canal 2.

### Etapas del Filtro Pasabanda en 3 kHz del Canal 1 y Canal 2

En la figura 10a y 10b se muestran las señales correspondientes a la salida de la etapa del filtro pasabanda centrado en 3 kHz de ambos canales.

### Etapas del Sumador y del Recortador

La figura 11 se presenta la señal correspondiente a la salida tanto del sumador como de la etapa recortadora.

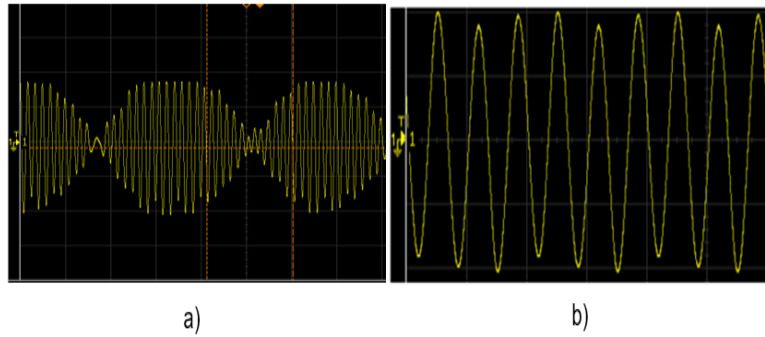


Figura 10 Señal entregada por filtro pasabanda a) canal 1 centrada en 3 kHz y b) canal 2.

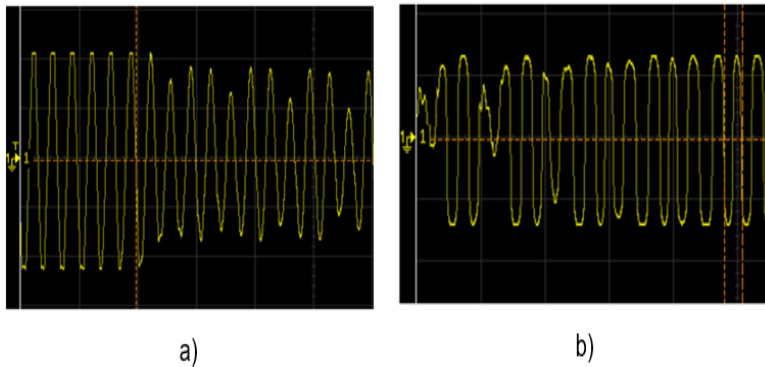


Figura 11 a) Señal entregada por el sumador y b) señal obtenida salida del recortador.

### Etapa del Filtro Pasabanda en 3 kHz Previo a la Etapa del PLL

En la figura 12 se muestra la señal correspondiente a la salida del filtro pasabanda centrado en 3 kHz.

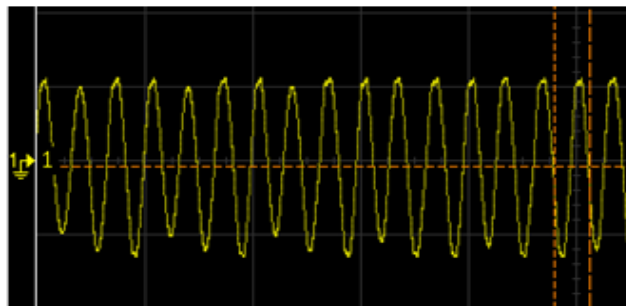


Figura 12 Señal entregada por filtro pasabanda de 3 kHz.

### Etapa del PLL

La etapa medular del sistema de interrogación la constituye el demodulador de FM. Se presenta en la figura 13a la señal correspondiente a la salida del PLL.

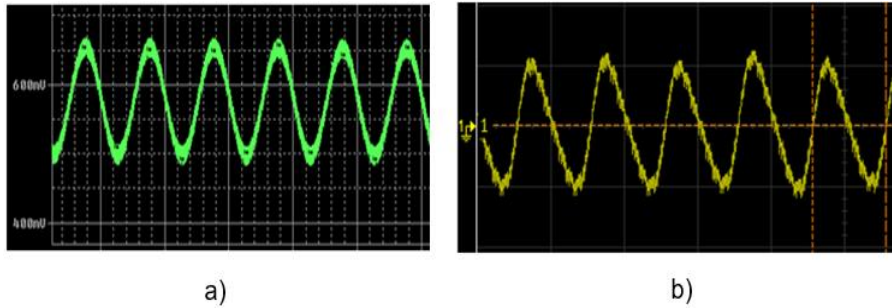


Figura 13 Señal correspondiente a salida del PLL. a) con simulador y b) con circuito físico.

### Etapa del Filtro Pasabajas

La etapa del filtro pasabajas se desarrolló con frecuencia de corte en 350 Hz. Usando el emulador creamos 3 interferogramas, con señales moduladoras de diferentes valores de frecuencia 98.150 y 263 Hz. Al ser extraídas del circuito demodulador de fase óptica estas se muestran en los incisos de la figura 14 respectivamente. Se aprecian la forma de onda experimental y su comparación con la forma de onda original y se observan las distorsiones que se presentan a diferentes frecuencias para determinar el rango de operación óptimo. Señal recuperada (color amarillo) correspondiente a la moduladora introducida al inicio del circuito demodulador (color verde) y se compara la señal extraída respecto a su forma de onda para observar si existen deformaciones.

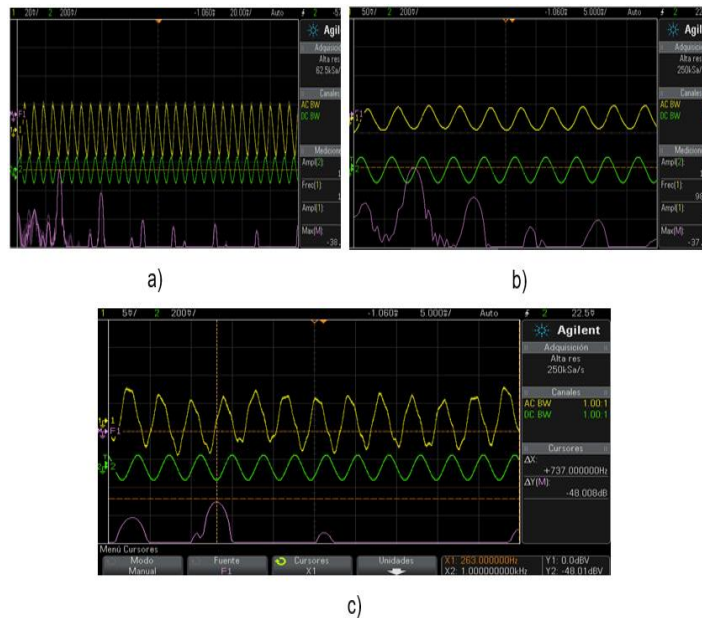


Figura 14 Señal moduladora: a) 150 Hz, b) 98 Hz y c) 263 Hz.

## 4. Discusión

La aplicación de las técnicas de demodulación de FM, a la interrogación de sensores interferométricos ha permitido que se pueda demodular o recuperar la fase óptica y consecuentemente la información codificada en la fase de un interferograma utilizando un circuito eléctrico. En particular, el uso de un PLL ofrece una gran oportunidad de diseñar sistemas de medición que operen en tiempo real con una resolución y una sensibilidad suficientemente buenas como para detectar cambios de fase en el orden de los miliradianes, aunque ya se han reportado la detección de hasta microradianes.

## 5. Conclusiones

Mediante el diseño y construcción del demodulador de fase óptica se concluye lo siguiente:

- Se diseñó y se construyó un circuito electrónico basado en el circuito integrado AD639 para generar una señal eléctrica que emula la señal generada por un biosensor óptico interferométrico.
- Mediante este simulador de interferogramas fue posible variar sistemáticamente y de manera controlada las variables de interés de un interferograma, como son amplitud y frecuencia y la fase estática de cada una de ellas; tanto de la señal portadora como de la moduladora, con la posibilidad de ingresar ruido aleatorio al sistema.
- Mediante este método demodulación se logró demodular señales del orden de miliradianes mediante la simulación en bloques de las etapas tanto de acondicionamiento previo al PLL para generar una señal típica de FM como la demodulación a través del PLL, esto a través de las librerías ABM de Orcad 16.6. lite
- La caracterización del demodulador seleccionado se logró mediante el espectro de frecuencias analizado a través de Orcad 16.6 lite y se concluye que es posible demodular señales de diversos rangos de frecuencias modificando tanto los rangos de operación de los osciladores locales para igualar la frecuencia de la portadora, como modificando el ancho de banda

de los filtros y el rango del VCO del PLL, así el conjunto de estas modificaciones permite sintonizar el rango de operación.

- Ajustando el conjunto de rangos señalados en el punto anterior referente a la caracterización (rango de operación del VCO, filtro pasabanda y osciladores locales) a 3 *kHz* se lograron demodular señales en el rango de frecuencias de moduladora de 80-260 *Hz*. Este rango de operación es modificable con base en la modificación del ancho de banda de los filtros pasabanda utilizados en el circuito y al rango de captura del PLL.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Dandridge, A. y A. B. Tveten. Homodyne Demodulation Scheme For Fiber Optic Sensors Using Phase Generated Carrier, *IEEE Photonics Soc.*, vol. 18, no. 10, pp. 1647–1653, 2010.
- [2] Fang, W. Jia, Q. Zhen, S. Chen, J. Cheng, X. y Yu, B. Low Coherence Fiber Differentiating Interferometer And Its Passive Demodulation Schemes, *Opt. Fiber Technol.*, vol. 21, no. 2015, pp. 34–39, 2015.
- [3] Kumar, R. Barrios, E. MacRae, A. Cairns, E. Huntington, E. H. y Lvovsky, A. I. Versatile Wideband Balanced Detector for Quantum Optical Homodyne tomography, *Opt. Commun.*, vol. 285, no. 24, pp. 5259–5267, 2012.
- [4] Malacara, D. *Óptica Básica*, Segunda edición, México: Fondo de Cultura Económica, pp. 532, 2004.
- [5] Malacara, D. *Optical Shop Testing*, Tercera edición, New Jersey: John Wiley & Sons, pp. 862, 2007.
- [6] McKinney, J. D. Colladay, K. y Williams, K. J. Linearization of phase-modulated analog optical links employing interferometric demodulation, *J. Light. Technol.*, vol. 27, no. 9, pp. 1212–1220, 2009.
- [7] Nolte, D. *Optical Interferometry for Biology and Medicine*, West Lafayette, IN, USA: Springer Science+Business Media, 2012.
- [8] Schlecker, B. Ortmanns, M. Anders, J. and Fantner, G. PLL-based high-speed demodulation of FM signals for real-time AFM applications, *Proc. - IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, pp. 197–200, 2013.



- [9] Silver, H. W. Experiment #68 — Phase Locked, Loops the Basic, hands-on radio, pp. 2, 2008.
- [10] Udd, E. Fiber Optic Sensors An Introduction for Engineers and Scientists, Segunda edición, New Jersey: John Wiley & Sons, 2007.
- [11] Zibar, D. Johansson, L. A. Chou, H. F. Ramaswamy, A. Rodwell, M. and Bowers, J. E. Novel optical phase demodulator based on a sampling phase-locked loop, *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 19, no. 9, pp. 686–688, 2007.

# REVISIÓN DE MÉTODOS PARA LA ESTIMACIÓN DE LOS ESTADOS DE CARGA Y SALUD DE UNA BATERÍA

***Alina Araceli Contreras Sillero***

Tecnológico Nacional de México en Celaya  
*M1603053@itcelaya.edu.mx*

***Nimrod Vázquez Nava***

Tecnológico Nacional de México en Celaya  
*n.vazquez@ieee.org*

***Claudia Verónica Hernández Gutiérrez***

Tecnológico Nacional de México en Celaya  
*cvhg@ieee.org*

***Jeziel Vázquez Nava***

Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato  
*j.vazquez@itsur.edu.mx*

***Joaquín Vaquero López***

Universidad Rey Juan Carlos  
*joaquin.vaquero@urjc.es*

## **Resumen**

Actualmente las baterías juegan un papel importante en el uso de energía eléctrica, dichos dispositivos tienen aplicaciones en pequeña y grande escala; para las aplicaciones de baja potencia (baja escala) las baterías son utilizadas en dispositivos electrónicos portátiles tales como teléfono celular, computadoras, ventiladores, etc.; para las aplicaciones de alta potencia (grande escala), éstas son usadas como reserva de energía para aplicaciones automotrices, inyección de energía a la red, entre otras.

La batería es el dispositivo más utilizado para almacenar energía por su practicidad y eficiencia que otorga al usuario. Una batería envejece en proporción

a los ciclos de carga y descarga; dichos procesos degradan las sustancias químicas que componen al dispositivo de almacenamiento; una baja carga tiene como consecuencia efectos de sulfatación y estratificación que acortan la duración de la batería, mientras que la sobrecarga provoca gases y pérdidas de agua.

Debido a que la energía almacenada en una batería es limitada se vuelve importante contar con la habilidad de determinar la capacidad disponible, el estado de carga (SOC, por sus siglas en inglés) y el estado de salud (SOH, por sus siglas en inglés) de dicho dispositivo; esto asegura que la batería tenga la energía disponible para ser utilizada. En este artículo se realiza una revisión y análisis comparativo sobre los principales métodos de estimación de SOC y SOH de las baterías en general.

**Palabras Claves:** AHC, carga, corriente, descarga, SOC, SOF, SOH, tensión.

### **Abstract**

*Batteries currently play a significant role in the use of electric power. Such devices have applications on a small and large scale; for low power applications (low scale) batteries are used in portable electronic devices such as cell phones, computers, fans, etc.; On the other hand, for high power applications (large scale) these sources are used as energy reserve for automotive applications, energy injection to the network, among others.*

*The battery is the most used device to store energy by its practicality and efficiency that it grants to the user. A battery ages in proportion to the loading and unloading cycles; Such processes degrade the chemicals that make up the storage device; a low charge results in stratification and sulphation effects that shorten battery life, while overloading causes gas and water loss.*

*Because power is stored in a limited battery, it is important to have the ability to determine the available capacity, the state of charge (SOC), and health status (SOH) of said device; this ensures that the battery has the power available to be used. In this paper, a review and a comparative analysis of the primary methods of estimation of SOC and SOH of general batteries is presented.*

**Keywords:** AHC, charge, current, discharge, SOC, SOF, SOH, voltage

## **1. Introducción**

Actualmente las diferentes áreas de investigación se han centrado en la utilización de recursos renovables para la generación y conservación de energía, sin embargo, su principal inconveniente es la intermitencia en la captación de la misma, por lo cual es necesario almacenarla en los períodos en los que no sea producida [Coleman, et al., 2008]. La batería es un dispositivo que se encarga de almacenar el excedente instantáneo de energía proveniente de fuentes intermitentes y proveerla cuando éstas son incapaces de satisfacer la demanda.

Las baterías han cobrado importancia en varias aplicaciones, como sistemas híbridos para la generación de energía, pues estos necesitan dispositivos de respaldo dónde almacenar la energía recogida; recientemente en la industria automotriz los acumuladores cumplen con la función de reducir la emisión de dióxido de carbono producido por el combustible, pues el objetivo a futuro es construir automóviles que usen energía de una batería en lugar de combustible tal como la gasolina o el diesel [Galeotti, et al., 2015].

El ciclo de carga y descarga de una batería tiene impacto en la vida de la misma ya que la sobrecarga de ésta provoca gases y pérdida de agua; por el contrario, la baja carga causa sulfatación, lo que reduce el área activa de las placas y puede incluso causar deformación en éstas.

Debido a la importancia de su papel en el funcionamiento de los sistemas que soportan, las baterías se han convertido en parte importante en la gestión de los mismos, por lo que la monitorización de su estado es relevante pues ayuda a evitar condiciones peligrosas de operación, a aumentar la vida útil de la batería, hacer eficiente su carga y descarga y prolongar su vida útil [Coleman, et al., 2008]. La caracterización de una batería se considera completa cuando se pueden medir sus 3 parámetros principales [Marchildon, et al., 2015].

### **Capacidad Ampere-Hora**

(AHC, por sus siglas en inglés): Es la carga total que se le puede demandar a una batería completamente cargada bajo condiciones de carga definidas [Coleman, M., et al. 2008].

### Estado de carga:

Se entiende como la cantidad de carga aún disponible en relación con la capacidad (AHC) de la batería. Sin embargo, la capacidad del acumulador no es del todo constante; algunos parámetros como temperatura, corriente de descarga, voltaje de corte y el estado de salud de la batería influyen en la capacidad de la misma. El estado de carga puede definirse de formas diferentes [Sauer, D. U., et al., 1999]. Tradicionalmente estado de carga (SOC) es la relación entre la diferencia de la capacidad nominal y la capacidad restante por un lado y la capacidad nominal por otro lado. El estado de carga es 1 cuando se alcanza el estado completo de carga y 0 después de una descarga completa.

$$SOC = \frac{AHC_{NOM} - Q_B}{AHC_{NOM}} \quad (1)$$

Donde:

- $SOC$  Estado de carga de la batería
- $Q_B$  Carga restante
- $AHC_{NOM}$  Capacidad nominal Hora- Ampere

La capacidad práctica es siempre menor que la capacidad medida, ésta es usada comúnmente en sistemas fotovoltaicos.

### Estado de salud (SOH, por sus siglas en inglés)

Se define como la razón entre la capacidad medida y la capacidad nominal. El estado de salud es 1, cuando ambas capacidades son iguales. Por definición, una batería está al final de su vida útil en un estado de salud de 0,8. [Sauer, et al., 1999]

$$SOH = \frac{AHC_{Aged}}{AHC_{Nom}} \quad (2)$$

La determinación del estado de carga de una batería no es suficiente para predecir el perfil general de la misma debido a su envejecimiento y deterioro con el paso del tiempo. La determinación del SOC no reconoce el cambio en la máxima capacidad útil de una batería; por lo tanto, se produce un error en la predicción de la potencia suministrada, éste se propaga conduciendo a errores mayores a

medida que disminuye el estado de salud; por tanto, la determinación de SOH de una batería es esencial en un sistema pues ayuda de una manera más eficaz a determinar las capacidades de energía de la batería. Adicionalmente el SOH permite establecer el régimen de carga adecuado y ayuda en la determinación de la capacidad de descarga o del perfil de potencia que queda en la batería

A lo largo de este artículo se dan a conocer los principales métodos para la determinación de estado de carga y salud de una batería en general, así mismo se realiza un análisis comparativo entre dichos métodos mencionando sus ventajas, desventajas y algunas aplicaciones de los mismos. Se pretende facilitar al usuario el conocimiento de estos métodos para que invierta la mayor parte del tiempo en la técnica que cumpla con los requerimientos de su sistema.

## **2. Métodos**

Actualmente se han propuesto diferentes maneras para la determinación del estado de carga y el estado de salud de una batería. A continuación, se describen las principales técnicas para la estimación de dichos parámetros, así como algunas de sus aplicaciones.

### **Estimación por modelo eléctrico**

Cada batería puede considerarse como un circuito eléctrico y los parámetros eléctricos se pueden modelar por diferentes métodos de acuerdo a la teoría de operación, todos ellos se basan en circuitos eléctricos equivalentes [Marchildon, et al., 2015].

Para representar las características eléctricas de las baterías se usan distintos modelos eléctricos: El modelo más simple consta de una fuente de voltaje ideal en serie con una resistencia interna, sin embargo éste modelo no tiene en cuenta el estado de carga de la batería. Otro modelo se basa en una tensión de circuito abierto en serie con resistencia y en paralelo con circuitos RC paralelos con la llamada impedancia Wartburg [Coleman, et al. 2008]. La identificación de todos los parámetros de este modelo se basa en una técnica bastante complicada llamada impedancia espectroscópica [Tremblay, et al., 2007].

Por otro lado, el modelo dinámico de la batería de la figura 1 considera el deterioro y el efecto de la temperatura. Se puede apreciar que este modelo se compone de una serie de resistencias y arreglos RC que representan distintas tensiones y/o impedancias internas del dispositivo de almacenamiento.

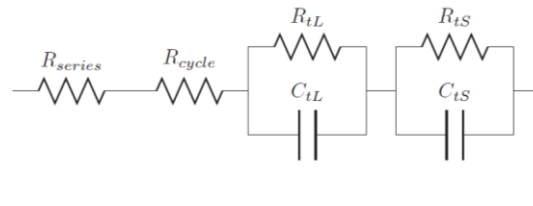


Figura 1 Modelo dinámico de la batería.

En la figura 1  $R_{Series}$  representa la tensión de caída instantánea,  $R_{Cycle}$  representa una resistencia cíclica y  $R_{tL}$ ,  $C_{tL}$ ,  $R_{tS}$ ,  $C_{tS}$  representan impedancias transitorias larga y corta respectivamente.

Los componentes RC en paralelo son convenientes para tomar en cuenta las pérdidas en la batería. Cabe mencionar que de acuerdo al valor de la carga en la batería, los valores de componentes de la figura 1 van cambiando [Purwadi, et al., 2014].

Los diferentes modelos eléctricos comparten una importante característica y es que hay una gran cantidad de simuladores que pueden realizar un análisis detallado de estos (de los más conocidos son Matlab, PowerSim, etc.), lo cual es una ventaja sobre otros modelos. Sin embargo, tener distintos modelos (uno para cada tipo de batería) representa un problema de estandarización; adicionalmente el modelado de cada uno de los parámetros del circuito eléctrico requiere de conocimientos electroquímicos y matemáticos, agregando cierto grado de complejidad en comparación con otras técnicas, lo cual es una desventaja para el uso de ésta [Piller, et al., 2001].

### Técnica por Resistencia Interna

Las técnicas de impedancia han sido utilizadas para investigar la dinámica de las baterías, así como para determinar su estado de carga (SOC) y de salud

(SOH). La impedancia es denotada como un parámetro eléctrico, también llamada resistencia interna, (cuyo significado depende de la técnica de medición) ésta es definida como la función de transferencia entre la diferencia de potencial y la corriente, que usualmente es una cantidad compleja y se mide usando un analizador de respuesta de frecuencia [Huet, 1998].

La resistencia interna varía con el estado de carga de la batería y los cambios más grandes son notados en baterías de níquel. En la figura 2 se observa la resistencia interna de una batería de níquel-metal cuando está descargada, durante la carga y a plena carga después de un período de reposo de 4 horas. Los niveles de resistencia son más altos en estado bajo de carga e inmediatamente después de cargar. Contrariamente a la creencia popular, el mejor rendimiento de la batería no se logra inmediatamente después de una carga completa, sino después de un período de descanso de unas pocas horas. Durante la descarga, la resistencia interna de la batería disminuye, alcanza el punto más bajo a la mitad de carga y empieza a subir de nuevo (línea punteada).

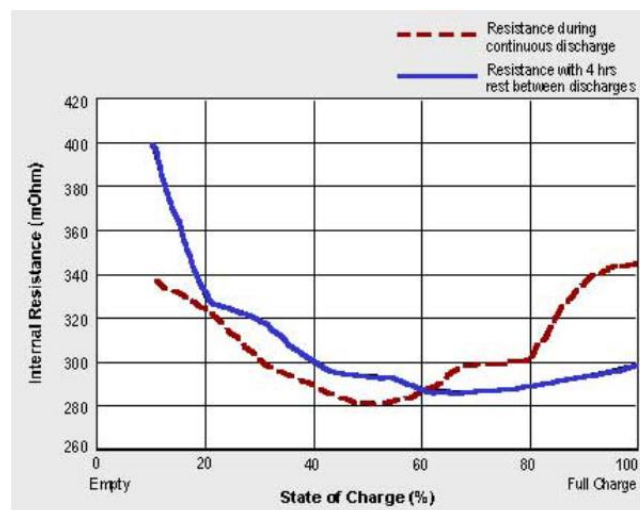


Figura 2 Resistencia interna de una batería de níquel-metal.

La resistencia interna proporciona información valiosa sobre una batería, como indicaciones de lectura altas al final de su vida útil (SOH). Esto es especialmente cierto con los sistemas basados en níquel [Battery University, 2017], [Coleman, et al., 2008].



La prueba de resistencia interna consiste en aplicar una carga breve a la batería y medir los cambios de voltaje y corriente para determinar su resistencia interna; ésta aumentará con la edad debido a la degradación química del material activo, a medida que aumenta la resistencia en el acumulador disminuye el SOC. Cabe hacer mención que esta técnica no considera los cambios de temperatura, por lo cual las lecturas de corriente y voltaje se ven afectadas si dichos parámetros suelen variar constantemente [Piller, et al., 2001].

### **Prueba de Descarga Completa**

El modelo de descarga es usado por muchos fabricantes, pues es la prueba de calidad que se realiza a una nueva batería para determinar su capacidad AHC nominal. Este tipo de prueba implica aplicar una descarga a la batería cuando se encuentra completamente cargada y medir la carga entregada, ésta se compara con la obtenida de una prueba de descarga completa cuando la batería era nueva [Coleman, et al., 2008].

La batería es descargada usando su índice de corriente (CR, por sus siglas en inglés) mientras que el voltaje de la batería se mide durante las 'n' horas requeridas para realizar la prueba. Si la tensión de la batería, al final de la prueba, es más alta que la mínima especificada, entonces se reconoce que la batería tiene la clasificación CR. Las especificaciones más elaboradas incluirán varios gráficos según diferentes clasificaciones CR.

Las estimaciones de SOC se realizan comparando con el gráfico suministrado por el fabricante. Aunque esto parece sencillo y directo, hay tres dificultades en el uso de este método: la primera es que los gráficos proporcionados por el fabricante muestran el voltaje bajo una carga específica; se requiere hacer extrapolaciones si la carga real es diferente de la proporcionada por la hoja de datos. La segunda es que los gráficos no proporcionan información sobre el voltaje de la batería sin carga. Finalmente, este modelo no considera el SOH de las baterías.

Esta técnica normalmente incluye una recarga consecutiva, la cual es demasiado lenta para ser considerada en la mayoría de las aplicaciones, además durante la prueba la función del sistema es interrumpida [Marchildon, et al. 2015].

## Método de 2 Pulsos

Los parámetros tales como AHC, SOC y SOH de una batería están relacionados con la caída de tensión después de cada pulso de descarga de corriente. El primer pulso resetea a la batería de su historia anterior y el segundo establece parámetros que tienen una relación directa con el estado de carga y salud de ésta.

El método consta de tres pasos (figura 3).

- Se comienza con una batería de historia desconocida, la cual debe estar en circuito abierto, la duración mínima de éste dependerá del perfil de carga de la batería y de los pulsos de corriente.
- Un pulso conocido de corriente de carga se aplica a la batería durante 10 s, aunque puede ser tan corto como 3 s, pero los estudios anteriores demuestran que uno de 10 s da resultados consistentes [Coleman, et al. 2008]. La tensión  $\Delta V_1$  en el transcurso del primer pulso decae, después de que el pulso es eliminado el voltaje se recupera durante otros 10 s a  $V_{MAX}$
- Un segundo pulso idéntico al primero se aplica,  $\Delta V_2$  decae de la misma manera que  $\Delta V_1$  recuperándose y dando como resultado  $V_{MIN}$ .

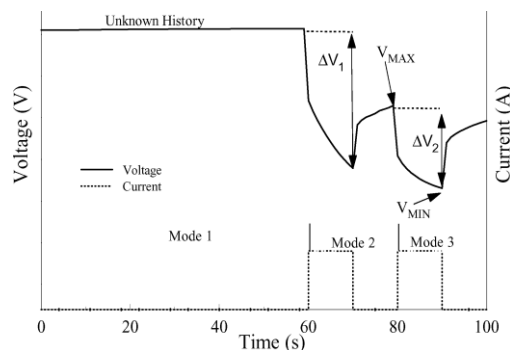


Figura 3 Gráfica para el método de 2 pulsos.

Una vez obtenidos los valores de  $I$ ,  $V_{MAX}$  y  $\Delta v_2$ , estos pueden ser interpretados para la obtención del estado de la batería, como se muestra a continuación:

- Paso 1.- El voltaje de equilibrio  $V_{EMF}$  es deducido de  $V_{MAX}$  y la hoja de datos del fabricante.

- Paso 2.- El SOC de la batería es deducido de  $V_{EMF}$  y de la hoja de datos del fabricante.
- Paso 3.- El  $C_R$  es deducido de  $\Delta v_2$
- Paso 4.- El AHC se obtiene del paso 1.
- Paso 5.- El SOH está dado por el paso 3

La relación entre los parámetros obtenidos por medio de la gráfica mostrada en la figura 3 y los parámetros de estimación SOC y SOH, pueden expresarse de la siguiente manera:

$$SOC = \frac{V_{M\acute{a}x} + \beta - EMF_{Min}}{\sigma} \quad (3)$$

$$SOH = \frac{AHC_{Aged}}{AHC_{Nom}} \quad (4)$$

Donde:

$\sigma$  Pendiente entre el % SOC y el voltaje en la batería.

$\beta$  "Offset" que el voltaje de equilibrio puede tener.

$\beta$  y  $\sigma$  dependen del tipo de batería, pero de manera general la relación se mantiene [Colleman, et al. 2008].

Un aspecto importante de la técnica de 2 pulsos es que se puede realizar en menos de 5 minutos una vez que la batería haya sido caracterizada. Hay que tener en cuenta que para esto se requieren de pruebas preliminares donde es posible utilizar otras técnicas tales como el conteo de Coloumb, descarga completa, etc. con el fin de obtener los coeficientes  $\beta$  y  $\sigma$  por lo que se requiere más tiempo para dicho proceso [Marchildon, et al., 2015], [Coleman, et al., 2008].

### Conteo de Coulomb

Computadoras, equipos médicos y otros dispositivos portátiles utilizan el conteo de Coulomb para estimar el estado de carga de una batería, midiendo la corriente de entrada y salida. El voltaje y la resistencia interna de una batería son dos parámetros que se pueden obtener fácilmente y por lo tanto son convenientes para la estimación de SOC, sin embargo, estos no sólo cambian irregularmente

con la profundidad de descarga (DOD, por sus siglas en inglés), la velocidad (carga / descarga) y la temperatura ambiente, sino que también dependen en gran medida del estado de salud (SOH) de las baterías [Battery University, 2017].

El método de conteo de Coulomb calcula la capacidad restante acumulando la carga transferida dentro o fuera de la batería.

En la figura 4 se muestra el diagrama de flujo para la estimación de SOC. Inicialmente se recuperan los datos históricos de la batería (SOC, SOH); para una batería nueva, se suponen al 100%.

La estimación se inicia probando el voltaje en circuito abierto con el fin de verificar que la batería no se encuentre por debajo del voltaje de corte establecido por el fabricante.

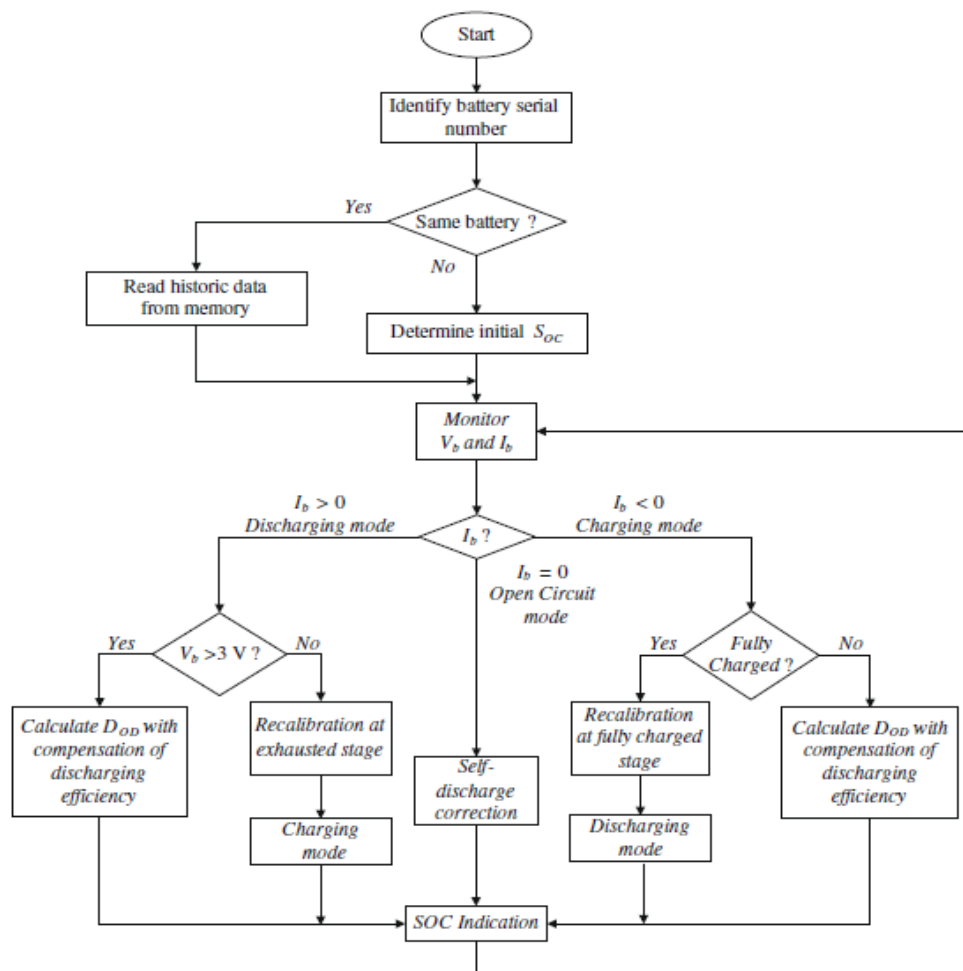


Figura 4 Diagrama de flujo del método de estimación de conteo de Coulomb mejorado.

El proceso de estimación se basa en el control de la tensión ( $V_B$ ) y corriente ( $I_B$ ) de la batería; su modo de funcionamiento puede ser conocido de acuerdo a la cantidad y dirección de la corriente. Cuando la batería está en circuito abierto con corriente cero, se realiza una compensación de auto descarga para la realización de una corrección de los estados iniciales de carga y salud de la batería.

Se dice que cuando el voltaje  $V_B$  sea menor al voltaje de corte (especificado en la hoja del fabricante) durante la descarga, la batería ya no puede ser usada y se debe recargar. Por otro lado, la batería está completamente cargada si  $V_B$  alcanza el límite superior especificado en la hoja de datos e  $I_B=0$ .

Así mismo el SOH y SOC son calculados con:

$$SOC_{(t)} = SOH_{(t)} - DoD_{(t)} \quad (5)$$

$$SOH = \frac{Q_{Máx}}{Q_{Rated}} \quad (6)$$

Donde:

$DoD_{(t)}$  : Profundidad de descarga

$Q_{Máx}$  : Carga Máxima

$Q_{Rated}$  : Carga Nominal

Al final del ciclo de carga se obtiene un nuevo SOH, acumulando la suma de la carga total puesta en la batería.

Si bien ésta es una solución elegante a un problema retador, las pérdidas presentadas en el proceso reducen la energía total entregada y lo que está disponible al final es siempre menor de lo que se tenía en un inicio. A pesar de esto, la técnica del conteo de Coulomb funciona bien, especialmente con baterías de Li-ion que ofrecen alta eficiencia colombina y baja auto-descarga. [Ng, et al., 2009].

### Técnica de Voltaje en Circuito Abierto

Medir el estado de carga por voltaje es simple, pero puede ser impreciso porque los materiales de las celdas y la temperatura se ven afectados. El error más evidente del estado de carga basado en voltaje se produce al alterar una batería

con una carga o descarga. La agitación resultante distorsiona el voltaje y ya no representa una referencia SOC correcta. Para obtener lecturas precisas, la batería necesita descansar en el estado de circuito abierto durante al menos cuatro horas; aunque los fabricantes de baterías recomiendan 24 horas para el ácido de plomo. Esto hace que el método SOC basado en voltaje sea poco práctico para una batería en servicio activo [Battery University, 2017].

La curva de descarga de una batería depende de su química. Mientras que el SOC basado en voltaje funciona razonablemente bien para una de plomo-ácido, para las de níquel y litio el método de voltaje es impráctico.

Cuando se mide la SOC mediante voltaje de circuito, el voltaje de la batería debe ser "flotante" sin carga. Sin embargo, para aplicaciones automotrices las cargas parásitas para las funciones de limpieza ponen la batería en una condición de voltaje de circuito casi cerrado (CCV, por sus siglas en inglés).

A pesar de las imprecisiones, la mayoría de las mediciones SOC dependen, en parte o completamente, del voltaje debido a la simplicidad. El SOC basado en voltaje es popular en sillas de ruedas, patinetas y coches de golf. Algunos sistemas de gestión de baterías (BMS por sus siglas en inglés) innovadores usan los períodos de descanso para ajustar las lecturas SOC como parte de una función de "aprendizaje".

La medición de voltaje de circuito abierto suele combinarse con otras técnicas para asegurar una indicación continua de SOC, en tal combinación, la medición de voltaje de circuito abierto puede utilizarse para ajustar las otras técnicas. Finalmente, el desgaste químico que se produce en la batería debido a la carga y descarga de la misma, tales como la concentración de ácido y las estratificaciones ácidas pueden generar resultados inexactos [Battery University, 2017].

### **3. Resultados**

#### **Análisis Comparativo de Métodos**

Para el análisis entre los diferentes métodos de estimación se toman en cuenta los siguientes criterios: complejidad, exactitud y monitoreo. En la tabla 1 se muestra la comparación entre cada una de las técnicas anteriormente descritas.

Tabla 1 Comparación de Métodos de estimación de estados de una batería.

Método de Estimación	Ventajas	Desventajas	Parámetros Obtenidos	Monitoreo	Aplicaciones
Modelo Eléctrico	*Cuenta con varias plataformas de software para su simulación. *Suelen dar una buena aproximación.	*Problemas de estandarización *Requiere de conocimientos electroquímicos y eléctricos para la extracción de los parámetros	SOC, SOH	N/A (Sim.)	Aplicaciones de diseño eléctrico y software
Impedancia Interna	*Fácil implementación	*Carece de exactitud pues considera parámetros que varían con la temperatura.	SOH, SOC	Fuera de línea	Baterías comerciales
Descarga Completa	*Método Estándar elegido por los fabricantes comerciales por su sencilla aplicación.	, *Demanda mucho tiempo. *Son necesarias extrapolaciones si la carga difiere a las consideradas por el fabricante.	SOH	Fuera de línea	Baterías comerciales.
Métodos 2 Pulsos	*Una vez encontrados los coeficientes es rápido de implementar. *Resultados consistentes	*Requiere de tiempo, así como de apoyo de otras técnicas de estimación para encontrar los coeficientes.	SOC, SOH	Fuera de línea	Banco de baterías
Conteo de Coulomb	*Implementación Sencilla *Alta Eficiencia <a href="#">Colombiana.a</a> potencia media	*Es sensible a desbalances de carga, temperatura y pérdidas internas.	SOC, SOH	En línea	Computadoras, equipos médicos, elementos portátiles.
Técnica de voltaje en circuito abierto	*Fácil Implementación	*Solo funciona en circuito abierto y después de un tiempo de reposo. *Interrupción de las funciones del sistema.	SOC	Fuera de línea	Aplicaciones domésticas

## 4. Discusión

Para poder considerar que un método es mejor que otro, es importante conocer la aplicación del mismo, pues las técnicas más sencillas, aunque carezcan de exactitud, poseen la ventaja de su facilidad y pueden ser útiles para aplicaciones sencillas donde el usuario sólo requiera un estimado de los estados de carga y salud; por el contrario, no podemos tener el mismo criterio en aplicaciones fotovoltaicas o en micro redes donde las baterías juegan un papel crítico, pues se

usan como almacenadores de energía, cuando se carece de ésta, en esos casos se aprecia la exactitud y el monitoreo incluso cuando el método sea complejo.

Sin embargo, la técnica más utilizada actualmente es el conteo de Coulomb pues es el método más directo, transparente y cuyos resultados son satisfactorios a pesar de sus desventajas [Battery University,2017].

## **5. Conclusiones**

En aplicaciones donde se utilizan baterías es importante conocer el estado de las mismas, para asegurar que la energía requerida por el sistema se encuentra disponible. A lo largo de este documento se realizó una revisión de las técnicas existentes para el cálculo del estado de carga y del estado de salud de la misma.

La determinación del SOC de una batería no es suficiente para determinar su estado, pues éste no reconoce el cambio en la máxima capacidad útil del acumulador; por lo tanto, se produce un error en la predicción de la potencia suministrada, este error se propaga conduciendo a otros mayores a medida que disminuye el estado de salud, de ahí la importancia de la obtención del mismo. La estimación del SOH de una batería es esencial pues ayuda de una manera más eficaz a determinar las capacidades de energía de la batería. Adicionalmente el SOH permite establecer el régimen de carga adecuado y ayuda en la determinación de la capacidad de descarga o del perfil de potencia que queda en la batería.

Entre los métodos descritos, el de conteo de Coulomb es la técnica que presenta mayores prestaciones, debido a que es funcional para todo tipo de baterías; el cálculo es bastante eficiente en media potencia a pesar de factores cambiantes tales como la temperatura y la impedancia, permite conocer el estado de la batería en todo momento incluso cuando está en funcionamiento, es de fácil aplicación y de bajo costo, sin contar que este método puede ser complementado por métodos que le permitan “re-calibrarse” en alguno de sus estados .

Con base en el análisis comparativo realizado se concluye que la selección de la mejor técnica para estimar el SOC y SOH de una batería depende la aplicación donde éste se requiera y de los parámetros a considerar de la misma.



## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Battery University, Battery University: 2017: [http://batteryuniversity.com/learn/article/how\\_to\\_measure\\_state\\_of\\_charge\\_](http://batteryuniversity.com/learn/article/how_to_measure_state_of_charge_)
- [2] Coleman, M., Hurley, W. G., & Lee, C. K., An improved battery characterization method using a two-pulse load test. *IEEE Transactions on energy conversion*, 23(2), pp. 708-713, 2008.
- [3] Ehret, C., Piller, S., Schroer, W., & Jossen, A., State-of-charge determination for lead-acid batteries in PV-applications. In *Proceedings of the 16th European Photovoltaic Solar Energy Conference, Glasgow (Vol. 2486, pp. 2489, 2000.*
- [4] Galeotti, M., Giammanco, C., Cinà, L., Cordiner, S., & Di Carlo, A., Synthetic methods for the evaluation of the State of Health (SOH) of nickel-metal hydride (NiMH) batteries. *Energy Conversion and Management*, 92, pp. 1-9, 2015.
- [5] Huet, F., A review of impedance measurements for determination of the state-of-charge or state-of-health of secondary batteries. *Journal of power sources*, 70(1), pp. 59-69, 1998.
- [6] Leksono, E., Haq, I. N., Iqbal, M., Soelami, F. N., & Merthayasa, I. G. N. (2013, November). State of charge (SoC) estimation on LiFePO 4 battery module using Coulomb counting methods with modified Peukert. In *Rural Information & Communication Technology and Electric-Vehicle Technology (rICT & ICeV-T), 2013 Joint International Conference on IEEE*, pp. 1-4, 2013.
- [7] Marchildon, J., Doumbia, M. L., & Agbossou, K., SOC and SOH characterisation of lead acid batteries. In *Industrial Electronics Society, IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE*, pp. 001442-001446, 2015.
- [8] Ng, K. S., Moo, C. S., Chen, Y. P., & Hsieh, Y. C., Enhanced coulomb counting method for estimating state-of-charge and state-of-health of lithium-ion batteries. *Applied energy*, 86(9), pp. 1506-1511, 2009.

- [9] Piller, S., Perrin, M., & Jossen, A., Methods for state-of-charge determination and their applications. *Journal of power sources*, 96(1), pp. 113-120, 2001.
- [10] Purwadi, A., Rizqiawan, A., Kevin, A., & Heryana, N., State of Charge estimation method for lithium battery using combination of Coulomb Counting and Adaptive System with considering the effect of temperature. In *Power Engineering and Renewable Energy (ICPERE), 2014 International Conference on IEEE*, pp. 91-95. 2014.
- [11] Sauer, D. U., Bopp, G., Jossen, A., Garche, J., Rothert, M., & Wollny, M., State of Charge—What do we really speak about. In *The 21st international telecommunications energy conference*, pp. 6-9, 1999.
- [12] Tremblay, O., Dessaint, L. A., & Dekkiche, A. I., A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles. In *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007. VPPC 2007. IEEE*, pp. 284-289, 2007.

# **APLICACIÓN MÓVIL PARA EL CÁLCULO DE RUTAS “LOBOBICI” EN CIUDAD UNIVERSITARIA BUAP BASADA EN BÚSQUEDAS**

***Eliúh Cuecuecha Hernández***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla  
*eliuhcueh@gmail.com*

***José Javier Martínez Orozco***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla  
*javier.35.93.01@gmail.com*

***Daniel Méndez Lozada***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla  
*daniel.mendezl@alumno.buap.mx*

***Adán Zambrano Saucedo***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla  
*zambranos.adan@gmail.com*

***Aldrin Barreto Flores***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla  
*aldrin.barreto@correo.buap.mx*

***Verónica Edith Bautista López***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla  
*vbautista@cs.buap.mx*

***Salvador Eugenio Ayala Raggi***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla  
*saraggi@ece.buap.mx*

## **Resumen**

En este documento se presenta la implementación de los algoritmos de búsqueda no informada: amplitud (BFS) y costo uniforme (UCS), mediante el

desarrollo de una aplicación móvil en la plataforma *MIT App Inventor*. La aplicación se enfoca en el cálculo del camino más corto y el de menos transbordos que el usuario puede realizar dependiendo de su estación de origen y destino. Con ello se obtuvo una herramienta para comparar el desempeño de ambos algoritmos a la vez que se le brinda al estudiante un mejor servicio en el programa LOBOBICI.

**Palabras Claves:** Aplicación móvil, app Inventor, búsquedas, búsqueda de costo uniforme (USC), búsqueda en amplitud (BFS).

### **Abstract**

*This paper presents the implementation of uninformed search algorithms: Breadth-first (BFS) and Uniform cost (UCS), by a mobile application development on the MIT App Inventor platform. The application focuses on the estimation of the shortest path and the less transfers the user can take depending on his origin and destination stations. This provides a tool to compare the performance of both algorithms while providing the student with a better service in the LOBOBICI program.*

**Keywords:** App Inventor, breadth-first search (BFS), mobile application, searches, uniform cost search (UCS).

## **1. Introducción**

A lo largo de décadas se han estudiado problemas donde el objetivo es encontrar la ruta más corta [Guerriero, 2001]. Por muchos años diversos algoritmos de inteligencia artificial fueron propuestos para resolver este tipo de problemas que ahora se vuelve un reto determinar cuál es mejor para cada aplicación en específico [Kumar, 1988]. Las técnicas de búsqueda pretenden encontrar una solución válida dentro de un espacio de estados [Brooks, 1991].

En este documento se abordan las técnicas específicas de búsqueda en amplitud y costo uniforme, las cuales forman parte de las búsquedas no informadas. Son denominadas así debido a que el problema a resolver no ofrece ninguna

información adicional que ayude a encontrar una solución más rápido, es por esta razón que se han elegido estos algoritmos para el desarrollo de esta investigación. Uno de los primeros artículos enfocado a resolver problemas del camino más corto es [Gallo, 1986]. En este documento se describen diferentes algoritmos de búsquedas desde un enfoque puramente matemático con el objetivo de dar una pequeña clasificación de los mismos sin ahondar en alguna aplicación en específico.

Se han elaborado múltiples trabajos comparativos de algoritmos de búsquedas informadas y no informadas. En [Chiong, 2008] se determina la ruta más corta en la isla de Borneo en Malasia con diferentes algoritmos de inteligencia artificial destacando la eficiencia del algoritmo Dijkstra. En este documento se resalta la importancia en estos días de encontrar la ruta más corta para llegar de un lugar a otro en poco tiempo debido a que la planeación de viajes por carretera es un asunto que cobra cada vez más relevancia gracias al exponencial aumento de vehículos. Se denota además cómo es que estos algoritmos son de cuantiosa aplicación en la resolución y soporte de muchos de los problemas cotidianos que tiene una sociedad.

En otros casos se optó por la comparación entre búsquedas no informadas contra heurísticas para la resolución de un rompecabezas y obtener una idea de cuál algoritmo tuvo mejor desempeño en base a la memoria consumida y el tiempo de ejecución [Kuruvilla, 2014]. En este mismo trabajo se presentan los parámetros que deben ser evaluados para poder discernir el algoritmo adecuado para cada aplicación y abre un panorama amplio de posibilidades para su implementación.

Hay trabajos que sólo abordan el plano teórico y nos brindan el *know-how* de cada algoritmo para enfocarlos en distintas aplicaciones, en ellos se denotan las características sobresalientes de estos métodos y dejan al usuario una primera aproximación de su desempeño como en [Chandel, 2014].

A pesar del vasto trabajo y desarrollo de estos métodos, no hay un documento registrado dónde se hayan puesto en marcha algoritmos de búsquedas en una aplicación móvil, debido principalmente a la baja capacidad de procesamiento que

tenían estos dispositivos. Ahora contamos con teléfonos celulares de iguales características que una computadora portátil convencional.

Cabe destacar que el buen desempeño de un método depende en mayor grado al tipo de aplicación para la cual se esté ejecutando, un algoritmo es eficiente sólo para ciertos casos y cumpliendo ciertos requisitos [Korf, 1999].

La aplicación desarrollada aborda el problema del desconocimiento de los caminos y rutas que la universidad tiene, cuando se es alumno de recién ingreso. El campus principal de la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla es muy extenso y cuenta con pistas para circular en bicicleta a lo largo del mismo, este servicio se llama LOBOBICI. Muchas veces es difícil escoger el mejor camino para llegar de un punto a otro pues existen diversas posibilidades, el hecho de tomar una mala decisión puede llevar al estudiante a perder mucho tiempo.

La aplicación móvil ataca este problema directamente y compara la distancia a recorrer contra el número de estaciones por las que tiene que pasar el usuario. Lo anterior permite una manera interesante de contrastar el desempeño de los dos algoritmos previamente mencionados pudiendo destacar la eficiencia de la búsqueda por amplitud (BFS) frente a la de coste uniforme (UCS), para este caso en específico.

## **2. Métodos**

En primer lugar, se generó un diagrama con las estaciones de LOBOBICI y la distancia entre cada una de ellas. Estas últimas se obtuvieron mediante el uso de la aplicación para *smartphone* SHealth de la empresa Samsung, que mediante el conteo de pasos estima la distancia recorrida con ayuda del GPS del dispositivo. El diagrama de la figura 1 muestra los datos recabados. Todas las distancias se expresan en metros y cada estación se encuentra numerada del 1 al 18.

### **Programación de la Aplicación para Android**

El diseño e implementación de la aplicación, se realizó en MIT App Inventor. Esta es una herramienta de programación para la creación de aplicaciones en Android, la característica principal de ella es el uso de bloques que pueden

conectarse entre sí, simplificando el proceso de programación a una tarea más visual.

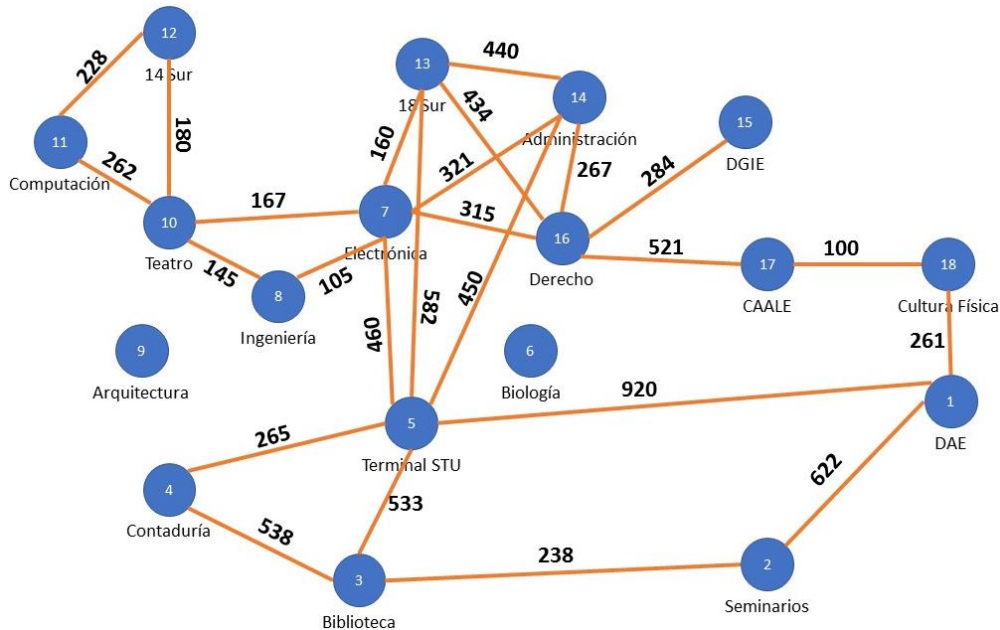


Figura 1 Esquema de las estaciones de LOBOBICI y distancia entre ellas.

### Interfaz de Usuario

Esta consiste en una pantalla con el mapa de las estaciones de LOBOBICI de ciudad universitaria de la BUAP, se elige el origen y el destino para proceder a calcular la ruta más corta entre ellas, correspondiente a una búsqueda con costo uniforme (USC), o la ruta con menos estaciones que corresponde a una búsqueda por amplitud (BFS).

La figura 2 presenta el diagrama de bloques con el procedimiento para el uso de la aplicación.

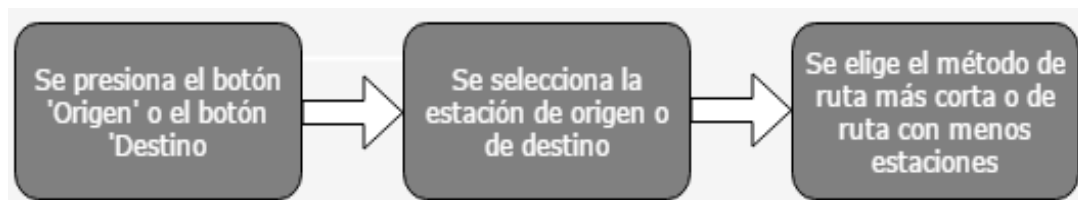


Figura 2 Diagrama de bloques de uso de la aplicación.

En la figura 3 se presenta la interfaz de usuario, los colores de las diferentes estaciones fueron establecidos por los administradores del programa LOBOBICI e indican las diferentes facultades que existen en el campus. Lo anterior sirve como guía visual para el usuario y no presenta relevancia para el desarrollo de este trabajo.



Figura 3 Interfaz de usuario.

### Implementación de Algoritmo de Búsqueda por Amplitud (BFS)

El pseudocódigo mostrado en la figura 4, correspondiente al algoritmo de BFS [Serrano, 2012], hace uso de 2 listas principales, la de nodos frontera y la de nodos visitados. En la lista de nodos frontera se incluirán todos aquellos nodos que no han sido visitados ni repetidos. Mientras que la lista de nodos visitados contendrá a todos aquellos nodos que ya han sido visitados y que no son la solución [Korf, 1985].



Es importante mencionar que para el caso específico de las rutas de LOBOBICI, se descartan en primera instancia las estaciones de Arquitectura y de Biología pues ambas se encuentran cerradas debido a reparaciones que se llevan actualmente en el campus de la Universidad.

```
nodo_inicial = estado inicial
nodos_frontera = Cola FIFO
nodos_visitados = Lista
almacenar nodo_inicial en nodos_frontera
mientras nodos_frontera no vacío:
  nodo_actual = extraer un nodo de nodos_frontera
  si nodo_actual == solución:
    salir con solución

  introducir nodo_actual en nodos_visitados
  por cada operador:
    nodo_hijo = operador(nodo_actual)
    si nodo_hijo no en nodos_visitados ni nodos_frontera:
      introducir nodo_hijo en nodos_frontera
```

Figura 4 Pseudocódigo del algoritmo de búsqueda por amplitud–BFS [Serrano, 2012].

Además de las listas de nodos visitados y nodos frontera existe una lista que se encarga de almacenar los nodos padre con sus respectivos hijos. Esta lista sirve para obtener, a partir de una función programada en MIT App Inventor, el vector con los nodos que conforman el resultado.

### Implementación de Algoritmo de Búsqueda por Costo Uniforme (UCS)

La organización de los datos en MIT App Inventor se realizó mediante listas, al igual que en el algoritmo BFS. En la figura 5 se presenta un fragmento de la organización de datos del mapa de la figura 1 en una estructura de tipo lista. La lista principal llamada datos\_estaciones contiene sublistas que muestran las conexiones entre cada estación y la distancia que corresponde.

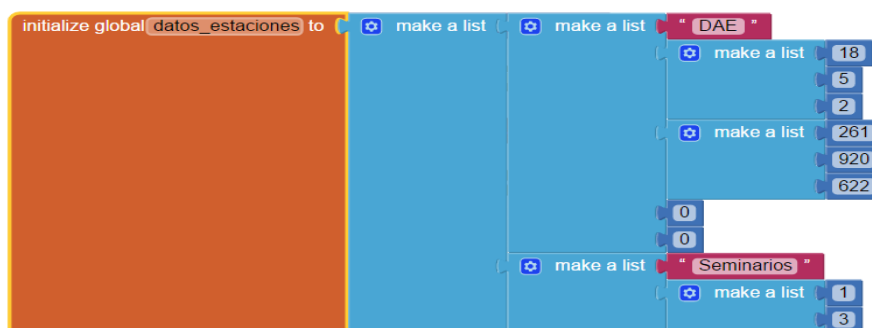


Figura 5 Datos del mapa en forma de lista en MIT App Inventor.

El pseudocódigo del algoritmo de UCS se muestra en la figura 6 [Serrano, 2012], en él se distingue el uso de dos listas, `nodos_frontera` y `nodos_visitados`. La primera corresponde a una cola con prioridad, cuyo uso marca la diferencia principal entre los métodos mostrados en el presente trabajo [Betali, 1999].

```
nodo_inicial = estado inicial
nodos_frontera = Cola con prioridad
nodos_visitados = Lista
almacenar nodo_inicial en nodos_frontera
mientras nodos_frontera no vacío:
    ordenar la lista de nodos_frontera según el costo
    nodo_actual = extraer el primer nodo de nodos_frontera
    si nodo_actual == solución

    introducir nodo_actual en nodos_visitados
    por cada operador:
        nodo_hijo = operador(nodo_actual)
        si nodo_hijo no en nodos_visitados:
            si nodo_hijo en nodos_frontera:
                si coste de nodo_hijo < nodo en nodos_frontera:
                    sustituir nodo_hijo en nodos_frontera
            si no
                introducir nodo_hijo en nodos_frontera
```

Figura 6 Pseudocódigo de búsqueda por costo uniforme—UCS [Serrano, 2012].

### 3. Resultados

Una vez finalizada la implementación en MIT App Inventor, se procedió a verificar que los resultados obtenidos fueran los esperados; las pruebas se realizaron tomando en cuenta el mapa mostrado en la figura 1.

En las tablas 1 y 2 se muestran principalmente casos críticos, es decir, los casos cuyas estaciones de origen y destino se encuentran separadas de extremo a extremo en el campus. Estas pruebas también sirven para dar ejemplo de las diferencias que presentan ambos algoritmos.

Se evalúa también el tiempo de procesamiento de cada algoritmo para verificar cual llega a una solución más rápido, consumiendo menos recursos.

Las pruebas 1 a 7 describen casos críticos; en las últimas 3 se muestran ejemplos donde ambos métodos arrojan los mismos resultados, pero se puede observar una diferencia en el tiempo de procesamiento. En general cada prueba presenta una diferencia de 200 ms entre la búsqueda por amplitud y la búsqueda de costo uniforme, lo podemos notar en la tabla 2.

Tabla 1 Resultados obtenidos por ambos algoritmos para 10 rutas propuestas.

Prueba N°	Origen	Destino	Ruta más corta (Búsqueda por costo uniforme-UCS)			Ruta con menos estaciones (Búsqueda por amplitud-BFS)			Diferencia entre distancia recorrida [m]	Diferencia entre n° de estaciones	Diferencia entre tiempo de procesamiento [ms]
			Distancia [m]	N° de estaciones	Tiempo de procesamiento [ms]	Distancia [m]	N° de estaciones	Tiempo de procesamiento [ms]			
1	Acceso 14 Sur (12)	DAE (1)	1544	7	283	1727	5	42	183	2	241
2	DAE (1)	Electrónica (8)	1197	5	258	1380	3	47	183	2	211
3	Ingenierías (8)	DAE (1)	1302	6	322	1485	4	59	183	2	263
4	Computación (11)	Cultura Física (18)	1365	6	267	2070	6	70	705	0	197
5	Acceso 18 Sur (13)	Seminarios (2)	1353	4	364	2124	4	62	771	0	302
6	Computación (11)	DAE (1)	1626	7	268	1809	5	46	183	2	222
7	Seminario (2)	Acceso 14 Sur (12)	1578	6	292	2349	6	85	771	0	207
8	Computación (11)	Derecho (16)	744	4	136	744	4	46	0	0	90
9	Terminal STU (5)	Cultura Física (18)	1181	3	345	1181	3	47	0	0	298
10	Ingenierías (8)	DGIE (15)	704	4	247	704	4	65	0	0	182

Tabla 2 Valoración de usuarios.

Estudiante	Efectividad	Eficiencia	Satisfacción	Promedio
1	10	10	10	10
2	10	10	9	9.67
3	9	10	9	9.33
4	10	10	10	10.00
5	9	9	8	8.67
6	10	10	9	9.67
7	9	10	10	9.67
8	9	10	10	9.67
9	9	9	9	9.00
10	9	10	10	9.67
<b>Calificación promedio de App</b>				9.53

En la figura 7 se observa el ejemplo 1, la aplicación presenta la ruta sugerida, la distancia y el tiempo de procesamiento para cada uno de los algoritmos.



Figura 7 Resultados de la prueba número 1.

Por otro lado, se pidió la evaluación de la aplicación a 10 estudiantes de nuevo ingreso, después del uso de la aplicación por una semana, tomando en cuenta 3 aspectos principales:

- Efectividad: ¿La búsqueda de la ruta más corta se realiza con éxito?
- Eficiencia: ¿El tiempo de ejecución es el idóneo?
- Satisfacción: ¿La aplicación agrada al usuario?

En base a los aspectos anteriores se demandó calificar la aplicación en escala del 1 al 10 para cada una de las 3 características mencionadas, siendo 1 el incumplimiento de dicha propiedad y 10 la satisfacción total del usuario en dicho aspecto.

Se puede decir que se tuvo una buena aprobación por parte de los estudiantes. Tuvimos algunas recomendaciones destacando que sería idóneo que se proporcionara esta aplicación móvil al momento de realizar la inscripción al servicio LOBOBICI.

#### **4. Discusión**

A partir de los datos recopilados en la tabla 1 y 2 se observa que cada algoritmo implementado en MIT App Inventor cumple con su cometido. La ruta más corta, dada por el algoritmo de BFS, entrega el resultado sin tomar en cuenta el número de estaciones. La ruta con menos estaciones, dada por el algoritmo de UCS, arroja el resultado sin tener en cuenta la distancia de la ruta.

Se tomarán 3 ejemplos de la tabla 1 para discutir los resultados obtenidos. En primer lugar, se tienen los casos similares a la prueba 1. El origen es la estación Acceso 14 Sur (estación número 12 en la figura 1), el destino es la estación DAE (estación número 1 en la figura 1). Aplicando ambos métodos se obtienen resultados que se diferencian entre sí de manera notable tanto en distancia como en número de estaciones.

También existen los casos parecidos al de la prueba número 4. Se desea ir de la estación Computación (11) a la estación Cultura Física (18). Las rutas entregadas por los algoritmos si bien son distintas, tienen el mismo número de estaciones, la

diferencia se remarca en la distancia recorrida para cada una. Esto da a entender que aunque una ruta tenga el mínimo de estaciones, no asegura que la distancia sea menor; de manera parecida, el obtener la ruta con la distancia más corta no asegura que el número de estaciones sea el mínimo, como se observa en el ejemplo anterior.

Finalmente se toma el ejemplo de la prueba 9 que busca la ruta entre Terminal STU (5) y Cultura Física (18). Los casos semejantes a éste entregan resultados idénticos para ambos algoritmos, es decir, la ruta propuesta es la solución óptima sin importar si el criterio es la distancia o el número de estaciones. Estas soluciones se dan especialmente cuando las estaciones de origen y de destino se encuentran cercanas.

## **5. Conclusiones**

Los métodos evaluados en este trabajo presentan características similares, de hecho, el algoritmo de búsqueda por amplitud es un caso particular del algoritmo de costo uniforme donde todos sus nodos son iguales. A pesar de ello, la búsqueda por amplitud tuvo mejor desempeño ya que la propiedad principal a evaluar es la distancia que se debe recorrer y este algoritmo tiende a arrojar la menor, esto se refleja en menos consumo de memoria y tiempo de procesamiento en el dispositivo móvil.

De nuestro estudio, podemos destacar la resolución de un problema cotidiano con la ayuda de algoritmos desarrollados mucho tiempo atrás, brindándole al universitario una herramienta eficaz que evita pérdidas de tiempo en su rutina, aunado a su portabilidad y el bajo consumo de recursos en el celular. Del mismo modo nos permite observar el comportamiento de cada método en una aplicación móvil que no había sido evaluada de esta forma hasta ahora en dispositivos de esta índole.

El siguiente paso es desarrollar una aplicación en la que se resuelva un problema de mayor dificultad con el objetivo de comparar más algoritmos de búsquedas no informadas e informadas. Solo así se podrá brindar un mayor panorama para que los interesados puedan optar por una u otra opción.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Betali, J. Lecture Notes on Cognitive Science and Search Algorithms. University of California, San Diego. Noviembre, 1999.
- [2] Brooks, R. Intelligence without representation. *Artificial Intelligence*, Volume 47. Enero, 1991.
- [3] Chandel, A., & Sood, M., Searching and optimization techniques in Artificial Intelligence: A comparative study & complexity analysis. *International Journal of Advanced Reserch in Computer Engineering and Technology*. Marzo, 2014.
- [4] Chiong, R., & Hadi, J., & Japutra, W., A comparative study on informed and uninformed search for intelligent travel planning in Borneo Island. Sarawak, Malasya. 2008.
- [5] Gallo, G., & Pallottino, S., Shortest path methods: a unified approach. *Mathematical Programming Study*. 1986.
- [6] Guerriero, F., & Musmanno, R., Label correcting methods to solve multicriteria shortest path problems. *Journal of Optimization Theory and Applications*. 2001.
- [7] Korf, R. E. Depth-first iterative-deepening, An optimal admissible tree search. *Artificial Intelligence*. 1985.
- [8] Korf, R. E., Scientific paper on Artificial Intelligence Search Algorithms. University of California. Junio, 1999.
- [9] Kumar, V., & Ramesh, K., & Rao, V., Parallel Best-First Search of State-Space Graphs: A summary of results. Vol. 88, 1988.
- [10] Kuruvilla, M., & Mujahid, T., & Mohana, R., Experimental comparison of uninformed and heuristic AI Algorithms for N puzzle solution. Swinburne University of Technology. Kuching, Malasya. Enero, 2014.
- [11] Serrano, A. *Inteligencia Artificial: Fundamentos, prácticas y aplicaciones*. RC Libros, 2012.

# SISTEMA DE RECONOCIMIENTO DE VOCALES DE LA LENGUA DE SEÑAS MEXICANA

***Eliúh Cuecuecha Hernández***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla  
*eliuhcueh@gmail.com*

***José Javier Martínez Orozco***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla  
*javier.35.93.01@gmail.com*

***Daniel Méndez Lozada***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla  
*daniel.mendezl@alumno.buap.mx*

***Adán Zambrano Saucedo***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla  
*zambranos.adan@gmail.com*

***Aldrin Barreto Flores***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla  
*aldrin.barreto@correo.buap.mx*

***Verónica Edith Bautista López***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla  
*vbautista@cs.buap.mx*

***Salvador Eugenio Ayala Raggi***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla  
*saraggi@ece.buap.mx*

## Resumen

La lengua de señas es un medio de comunicación tan importante como la lengua hablada para el desarrollo social del ser humano. Tras la aparición de



sensores de reconocimiento de gestos, como *Kinect*, surge especial interés por utilizarlos para interpretar la lengua de señas.

La finalidad del presente trabajo consistió en interpretar las vocales de la lengua de señas mexicana identificadas por gestos estáticos con la mano. Para ello se utilizó el sensor *Leap Motion Controller*, ideal para esta aplicación al detectar y seguir las manos con tal precisión sin necesidad de entrar en contacto con el usuario. Para lograr el reconocimiento de los gestos correspondientes a las vocales se utilizó el modelo de perceptrón multicapa junto a una interfaz visual en tiempo real. La red fue entrenada y calibrada por un experto en lenguaje de señas, logrando así una razón de reconocimiento de hasta 100%.

**Palabras Claves:** Leap Motion Controller, Lengua de Señas Mexicana (LSM), perceptrón multicapa, reconocimiento de Imágenes.

## **Abstract**

*The Sign Language is a communication mean as important as the speaking language, for the social development of the human being. Thus, after gesture recognition sensors emerged such as Kinect, interest arises for utilize them to interpret the Sign language.*

*The present work aims to interpret the Mexican Sign Language vowels identified by one-hand static gestures. In order to do so, the Leap Motion Controller was used, ideal for this application while detecting and tracking hand position with such accuracy, without the need to physically interact with the user.*

*To achieve the vowels' gesture recognition, the multilayer perceptron model was used along with a real time visual interface. The network was trained and calibrated by a sign language expert, achieving a recognition ratio up to 100%.*

**Keywords:** *Image Recognition, leap motion controller, Mexican sign language, multilayer perceptron model.*

## **1. Introducción**

El lenguaje de señas es un medio de comunicación para gente con problemas de audición y de habla. Este lenguaje usa información visual mediante

movimientos con los dedos, la mano y el brazo. El lenguaje de señas mexicano tiene el alcance de representar las 27 letras del alfabeto con una sola mano y así proveer un medio de comunicación de ayuda a personas con discapacidad del habla o audición [Serafín, 2011].

Sin embargo, interpretar el lenguaje de señas resulta complicado para la gran mayoría de personas no relacionadas con esta lengua. Por lo tanto, ante la imposibilidad de que las personas con discapacidad auditiva utilicen la palabra hablada, se plantea desarrollar un sistema confiable y fácil de usar para el reconocimiento de la Lengua de Señas Mexicana, y así proveer una plataforma de interfaz natural que facilite la comunicación. Más aún, esta plataforma también sirve para facilitar el proceso enseñanza-aprendizaje de la lengua de señas.

Múltiples trabajos de investigación se han llevado a cabo con el *Leap Motion Controller* para desarrollar aplicaciones de traducción del lenguaje de señas. En particular, [Naglot, 2015] presenta un notable trabajo con razón de reconocimiento de 96.15%. Aquí se plantea un sistema de reconocimiento en tiempo real del lenguaje de señas americano (ASL). Para ello, se procesan 520 muestras de letras del alfabeto mediante una red neuronal. Los datos de entrada comprenden distancias euclidianas entre diferentes partes de la mano, y a la salida se obtienen activaciones correspondientes a las 26 letras del alfabeto a identificar.

En [Fok et al., 2015] se muestra que utilizando más sensores es posible mejorar el reconocimiento de la Lengua de Señas. En este trabajo se usan dos sensores que en conjunto determinan la posición estática de la mano correspondiente a los 9 dígitos del ASL. La información se procesa mediante el Modelo Oculto de Markov (HMM) y muestra un mínimo de 68.78% de reconocimiento para un sólo sensor y un mínimo de 84.68% utilizando dos sensores. El experimento demuestra que es posible desarrollar un sistema de reconocimiento robusto utilizando más sensores. Por otra parte, en [Chuan, 2014] se muestra el uso de Machine Learning para el reconocimiento del alfabeto del ASL. No obstante, en este estudio la máxima razón de reconocimiento es de 72.78% y la aplicación del sistema está pensada en auxiliar a instructores en la enseñanza de la Lengua de Señas. Aquí se plantea, además, incorporar una cámara web para mejorar el reconocimiento de gestos.

De los trabajos anteriores resulta que la mayor razón de reconocimiento se obtiene con una red neuronal de perceptrón multicapa. Por esta razón, en el presente trabajo se decidió utilizar este modelo en conjunto con el *Leap Motion Controller* para el reconocimiento de vocales de la Lengua de Señas Mexicana (LSM), en vez del ASL como la mayoría de trabajos plantean.

## 2. Métodos

El Leap Motion Controller es un pequeño dispositivo USB diseñado para que el usuario pueda manejar una computadora mediante gestos manuales. El dispositivo, mostrado en la figura 1, consiste en un sensor de movimiento en 3D capaz de detectar la trayectoria de las manos, dedos y objetos similares, reportando su posición y movimiento.

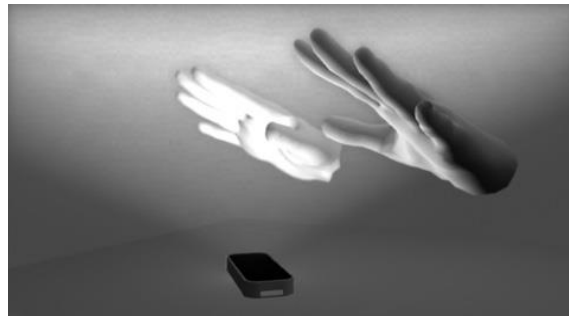


Figura 1 Detección del Leap Motion Controller [Leap Motion, 2017].

La figura 2 muestra las principales características que se pueden obtener a través del ambiente de programación de *Leap Motion Controller*. Entre estas se encuentran:

- Mano: Este modelo entrega información sobre el tipo (derecha, izquierda, ambas manos), posición (la posición central de la palma en milímetros), velocidad de movimiento, etc.
- Dedos: Características relacionadas con dirección (descrita por un vector unitario), longitud del dedo (en milímetros), ancho, posición de la punta, posición de la falange proximal (primera falange), posición de la falange distal (última falange) y la posición del metacarpo.

- Gestos: Algunos patrones de movimiento son reconocidos por el sensor, por ejemplo, el trazado de un círculo (*circle*) con un dedo, o el movimiento lineal que se interpreta como un deslizamiento (*swipe*), o el gesto de teclear (*key tap*).

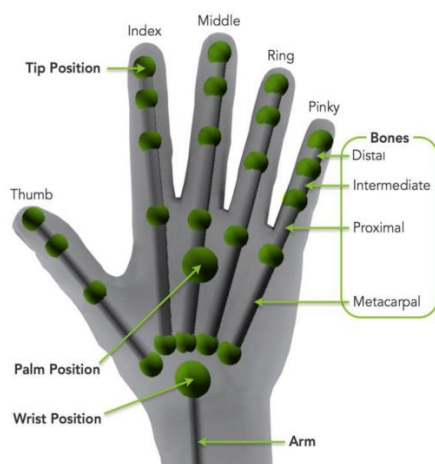


Figura 2 Partes de la mano identificadas por Leap Motion Controller [Davis, 2017].

Gracias a las múltiples variables de reconocimiento del *Leap Motion*, varios trabajos relacionados a identificación y clasificación se han llevado a cabo con este dispositivo [Erdogan et al., 2016], [Funasaka, 2015] y [Nájera et al., 2016].

De especial interés son las posiciones de los dedos (*tip position*), pues no importando la orientación de la mano, la representación de vocales en el LSM depende únicamente de la configuración espacial de los dedos. Por esta razón se decidió tomar como datos a ciertas distancias clave, pues resultan ser suficientes para poder discernir entre las distintas vocales. El *Leap Motion* calcula con gran precisión las puntas de los dedos gracias a los algoritmos de reconocimiento implementados en este dispositivo. Algunos algoritmos remarcables se pueden consultar en [Langford et al., 2016] y [Priego, 2012].

La información proporcionada a la red consiste entonces en los siguientes datos:

- Las distancias euclidianas entre la posición de la punta de cada dedo y la posición de la palma de la mano (5 datos).
- Las distancias euclidianas entre la posición de la punta de cada dedo, de manera consecutiva (4 datos).

El conjunto de datos recabados consta de 100 muestras (20 para cada vocal), tomadas de 4 autores del proyecto y un intérprete traductor experto en lenguaje de señas, trabajador del DIF municipal de la ciudad de Puebla. La mitad de estas muestras sirve como conjunto de aprendizaje y la otra mitad como conjunto de validación. El conjunto de datos es normalizado antes de ser utilizado para el entrenamiento utilizando ecuación 1.

$$N(x) = \frac{1}{\max_x - \min_x} (x - \min_x) \quad (1)$$

La tabla 1 muestra los datos obtenidos para el gesto correspondiente a la vocal A. Estos datos corresponden a las distancias clave correspondientes de la mano, expresadas en milímetros. Este conjunto de datos junto con el del resto de las vocales se deben normalizar para poder ingresar a la red mediante la función dada por la ecuación 1. Los valores máximos y mínimos se obtienen del conjunto de datos de todas las vocales.

Tabla 1 Datos de posición para la vocal A obtenidos con el Leap Motion Controller.

<b>Patrón</b>	<b>Palma Pulgar</b>	<b>Palma Índice</b>	<b>Palma Medio</b>	<b>Palma Anular</b>	<b>Palma Menique</b>	<b>Pulgar Índice</b>	<b>Índice Medio</b>	<b>Medio Anular</b>	<b>Anular Menique</b>
1	166.09	49.90	49.34	51.70	56.16	153.66	18.23	29.44	22.97
2	178.47	49.08	48.56	50.98	50.27	160.31	12.06	27.47	23.64
3	158.74	51.75	50.48	55.92	57.39	144.52	17.14	30.19	25.18
4	168.79	48.01	45.13	46.14	56.65	149.69	18.30	31.94	26.78
5	185.49	56.70	46.65	43.74	44.66	149.92	24.88	27.88	22.25
6	168.83	48.31	48.15	50.57	54.36	154.29	15.29	31.16	24.12
7	173.08	45.66	41.89	42.90	51.40	151.38	16.72	30.20	26.52
8	176.20	46.25	44.54	48.98	52.84	156.47	14.68	29.65	26.39
9	179.37	47.98	43.58	39.42	46.78	150.09	13.96	30.42	28.41
10	182.66	49.65	50.69	49.17	49.90	167.71	13.53	27.67	22.65
11	177.26	53.06	56.44	57.40	56.08	172.62	13.41	26.08	22.24
12	174.21	46.17	44.75	46.54	50.00	155.42	15.88	27.58	24.43
13	183.74	48.48	49.08	48.58	49.24	167.35	14.39	27.88	22.73
14	184.56	50.75	51.90	50.07	49.81	166.95	14.87	28.02	23.19
15	183.15	59.02	58.12	55.29	50.43	162.69	15.58	26.24	24.12
16	175.37	57.01	53.00	47.51	46.96	146.45	17.36	29.12	25.11
17	168.78	56.17	50.80	45.62	43.56	140.81	18.88	25.47	25.57
18	169.64	58.02	49.56	41.05	40.71	133.41	19.41	27.32	27.39
19	173.22	63.04	56.32	47.71	44.56	137.15	19.95	29.86	25.77
20	149.15	53.75	34.61	27.31	44.42	103.92	25.29	32.25	31.15

Para la clasificación se usa una red neuronal de perceptrón multicapa cuyo aprendizaje es supervisado y cuyo modelo consiste en prealimentar la red (*feedforward*). Esto es, se usan las características del conjunto de entrada y se obtiene una salida particular para la vocal que ha sido introducida. Para el entrenamiento se recurrió al uso del algoritmo de retropropagación de los errores, observando la evolución del error variando la razón de aprendizaje. Este consiste en introducir un conjunto inicial a la red y asignar valores aleatorios a cada uno de los pesos. Con base en estos pesos, se obtiene cada una de las salidas en las diferentes capas hasta llegar a la capa de salida, calculando así el error obtenido a la salida mediante la ecuación 2 y propagando este valor hacia cada una de las capas anteriores (ocultas y de entrada), modificando así los valores de los pesos de cada una de las interconexiones correspondientes mediante las ecuaciones 3, 4, 5 y 6 utilizando la función de activación sigmoideal.

Cálculo del error a la salida para un patrón  $n$  siendo  $y(n)$  las salidas de la red y  $s(n)$  las salidas deseadas, ecuación 2.

$$e(n) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n_c} (s_i(n) - y_i(n))^2 \quad (2)$$

Cálculo de los pesos capa oculta  $C - 1$  a la capa de salida  $C$ , ecuación 3.

$$w_{ji}^{C-1}(n) = w_{ji}^{C-1}(n-1) + \alpha \delta_i^C(n) \alpha_j^{C-1}(n) \quad (3)$$

Para  $j = 1, 2, \dots, n_{C-1}$  y  $i = 1, 2, \dots, n_C$

Cálculo de umbrales de la capa de salida, ecuación 4.

$$u_i^C(n) = u_i^C(n-1) + \alpha \delta_i^C(n) \quad (4)$$

Para  $i = 1, 2, \dots, n_C$

Con:

$$\delta_i^C(n) = -(s_i(n) - y_i(n))y_i(n)(1 - y_i(n))$$

Cálculo de los pesos de la capa  $c$  a la capa  $c + 1$ , ecuación 5.

$$w_{kj}^c(n) = w_{kj}^c(n-1) + \alpha \delta_j^{c+1}(n) \alpha_k^c(n) \quad (5)$$

Para  $k = 1, 2, \dots, n_c$ ,  $j = 1, 2, \dots, n_{c+1}$  y  $c = 1, 2, \dots, C - 2$

Cálculo de umbrales de las neuronas de la capa  $c + 1$  para  $c = 1, 2, \dots, C - 2$ , ecuación 6.

$$u_j^{c+1}(n) = u_j^{c+1}(n - 1) + \alpha \delta_j^{c+1}(n) \quad (6)$$

Para  $j = 1, 2, \dots, n_{c+1}$  y  $c = 1, 2, \dots, C - 2$

Con:

$$\delta_j^{c+1}(n) = \alpha_j^c(n) (1 - \alpha_j^c(n)) \sum_{i=1}^{n_{c+1}} \delta_i^{c+2}(n) \omega_{ji}^c$$

La red neuronal artificial en cuestión consta de 3 capas: una capa de entrada, una capa oculta y una capa de salida, i.e.  $C = 3$ . Las neuronas de la capa de entrada se conectan a las neuronas de la capa oculta y éstas a la capa de salida, lo que lleva a la interconexión de los pesos en la red.

El tamaño de la capa de entrada depende de los datos que serán introducidos a la red, en este caso 9, es decir 9 neuronas en la capa de entrada ( $n_1 = 9$ ). De manera similar para la capa de salida se tienen 5 posibilidades (5 vocales) por lo tanto 5 neuronas en la capa de salida ( $n_3 = 5$ ). Para la capa oculta no existe una regla establecida que calcule el número de neuronas a usar, sin embargo, debido a la gran tasa de reconocimiento alcanzada en [Naglot, 2015] parece prudente utilizar la regla empírica expuesta allí: se suma el número de neuronas de la capa de entrada más el número de neuronas de la capa de salida y este resultado se divide entre dos. Es decir,  $n_2 = \frac{5+9}{2} = 7$ . La arquitectura de la red neuronal queda entonces cómo se muestra en la figura 3.

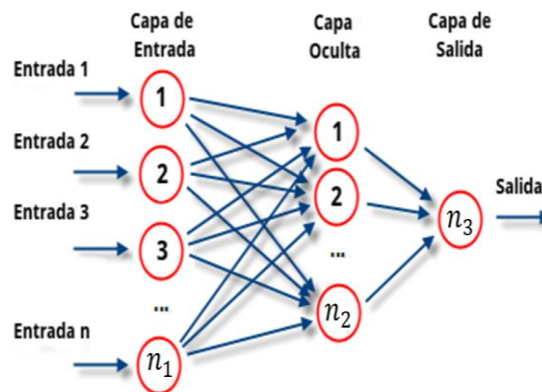
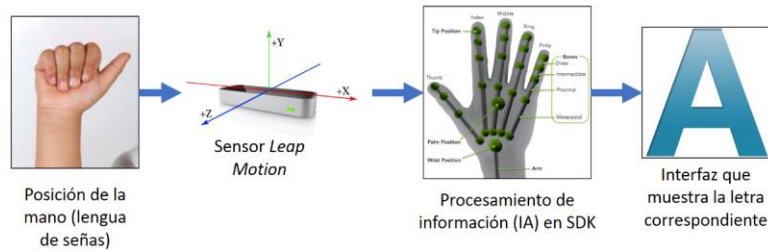


Figura 3 Modelo del perceptrón multicapa utilizado

### 3. Resultados

El sistema propuesto fue implementado en lenguaje Java. La figura 4 muestra un diagrama con el proceso utilizado para reconocer la Lengua de Señas.



[Chuan, 2014], [Langford et al., 2016], [Serafín, 2011]

Figura 4 Diagrama a bloques del flujo de información.

En particular, el programa de computadora desarrollado pretende ser fácil de usar. Para ello se muestra en pantalla una representación espacial de la mano vista por el *Leap Motion* (figura 5), con la finalidad de que el usuario evalúe si el reconocimiento del sensor es adecuado. Luego, para auxiliar en la realización del gesto, se muestra una imagen con la posición de la mano a realizar para cada vocal. Finalmente, a un lado se muestran las vocales que cambian de color azul a rojo, en dónde la letra más roja es la vocal identificada por el programa. El reconocimiento de la vocal se complementa con la reproducción del sonido correspondiente.

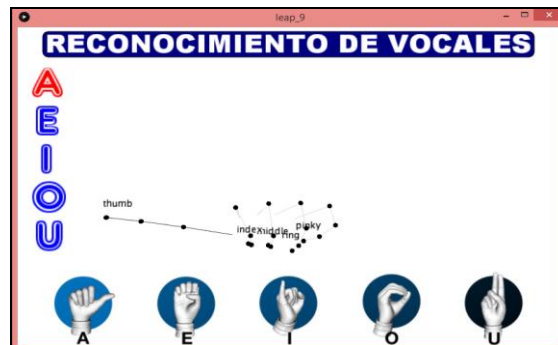


Figura 5 Interfaz del programa.

Cómo se mencionó anteriormente, del conjunto de datos obtenidos, se clasificaron las muestras en dos subconjuntos: entrenamiento y prueba. Durante el proceso de



entrenamiento, se realiza un super ajuste sobre dicho conjunto, concluyendo el proceso cuando se alcanza el primer mínimo de la función del error de validación. Cabe mencionar que para la estimación del error no se utilizó ni un método como validación cruzada o hold-out. El conjunto de entrenamiento se utilizó para determinar los parámetros del clasificador neuronal, mientras que el conjunto de prueba fue utilizado para estimar el error de generalización.

Una herramienta que permite visualizar el desempeño de un algoritmo que usa aprendizaje supervisado, como la red propuesta en este caso, es una matriz de confusión. La tabla 2 muestra una matriz de confusión para dos clases donde VP significa verdadero positivo, FP para falso positivo, VN verdadero negativo y FN falso negativo.

Tabla 2 Matriz de confusión para una red de dos clases.

		Valor predicho		
		Valor	Positivo	Negativo
Valor real	Positivo	VP	FN	P
	Negativo	FP	VN	N
	TOTAL	P'	N'	P+N

En esta matriz cada columna representa el número de predicciones de cada clase, mientras que la fila representa las clases reales. El principal beneficio de esta herramienta es que permite ver si la red está confundiendo dos clases.

La exactitud del sistema es el porcentaje de muestras que fueron correctamente clasificadas por la red. La precisión mide el grado de certitud del sistema, es decir, el error presente al momento de clasificar muestras de una sola clase, ecuación 7 y ecuación 8.

$$exactitud = \frac{VP+VN}{P+N} 100\% \tag{7}$$

$$precisión = \frac{VP}{VP+FP} 100\% \tag{8}$$

Para este caso en particular, las señas que representan a las vocales el LSM, no presentan un parecido notable entre ellas. Por esta razón es que para exactitud y precisión se tienen valores de 100%. Sin embargo, para mayor número de letras a identificar, estas razones disminuirán notablemente, tabla 3.

Tabla 3 Matriz de confusión del sistema propuesto.

		Valor predicho					TOTAL	VP	FP	Precisión
		A	E	I	O	U				
Valor real	A	10	0	0	0	0	10	10	0	100%
	E	0	10	0	0	0	10	10	0	100%
	I	0	0	10	0	0	10	10	0	100%
	O	0	0	0	10	0	10	10	0	100%
	U	0	0	0	0	10	10	10	0	100%
	TOTAL	10	10	10	10	10	50	50	0	100%
Razón de Reconocimiento = 100%										

#### 4. Discusión

Como se estableció anteriormente, la exactitud y precisión del sistema resulta ser de 100% para ambos casos. Esto es, con base en la arquitectura diseñada del sistema, la cual busca identificar las vocales del LSM, la identificación de cada vocal presenta un error prácticamente nulo, lo cual dice que no existe confusión del sistema para clasificar las entradas.

Con base en trabajos similares sobre reconocimiento de lenguaje de señas, se observó que el caso de mayor razón de reconocimiento se da mediante el uso de una metodología similar: una red neuronal de arquitectura perceptrón multicapa. Cabe mencionar que dicha razón es muy alta, y por ende el sistema es muy eficiente.

Finalmente, el sistema tratado en el presente trabajo obtuvo una razón de reconocimiento de hasta el 100%. Esto se debió a diferentes factores como lo son: un número preciso y calculado de capas ocultas, validación y calibración adecuada de los patrones de entrada, capacidad de generalización alta, entre otros. Además, la representación en lenguaje de señas de las vocales en el LSM disminuye la malinterpretación de estas ya que no presentan similitudes mayores entre ellas, a diferencia de otras letras del alfabeto. En conjunto, estos factores propiciaron una eficacia casi absoluta del sistema, concluyendo que el uso de redes neuronales, en específico una arquitectura perceptrón multicapa, da resultados más precisos y exactos.

A diferencia de trabajos anteriores donde se utilizan otros métodos cuyos resultados, si bien son completamente funcionales, no se asemejan a los obtenidos en este trabajo. Además, la importancia de este trabajo radica en que el

reconocimiento se basa en el lenguaje de señas mexicano, el cual no ha sido tratado en gran detalle en otros trabajos, ya que la gran mayoría se basan en el lenguaje de señas americano.

Los resultados obtenidos dan pie a que se utilicen redes neuronales para la solución de problemas que requieran de un aprendizaje continuo del sistema basado en ciertos resultados deseados, y que sean aplicables en diferentes áreas.

## 5. Conclusiones

El reconocimiento de lenguaje de señas mexicano mediante el sensor *Leap Motion* brinda una interfaz amigable y práctica para poder interpretar el lenguaje de personas con discapacidad auditiva y verbal, y de esta manera darles un método de comunicación que simule una conversación hablada.

En conjunto con el sensor, la arquitectura de perceptrón multicapa fue esencial para la obtención de resultados. La eficacia de este método radica en el cálculo preciso de número de capas ocultas, así como en el uso del método *backpropagation* para su entrenamiento, propiciando que el sistema obtenga una capacidad de generalización alta. Esto se refleja en la facilidad de relacionar la entrada con la salida adecuada, a pesar de algunas similitudes que puedan presentar distintas entradas.

Gracias a la razón de reconocimiento obtenida, se comprueba que el *sensor Leap Motion* resulta ideal para el tipo de aplicación, debido a su facilidad de uso y precisión de reconocimiento 3D de la mano.

Algunas aplicaciones en las que se puede implementar dicho trabajo son: reconocimiento de enfermedades en la mano, fisioterapia personalizada de la mano [Santos et al., 2015], plataforma de voz para personas sordomudas, corrección de posturas, enseñanza de lenguaje de señas, entre otras.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Chuan, C. H. y Guardino, C., American Sign Language Recognition Using Leap Motion Sensor, International Conference on Machine Learning and Applications, 2014.

- [2] Davis A., Getting Started with the Leap Motion SDK. Leap Motion. <http://blog.leapmotion.com/getting-started-leap-motion-sdk/>.
- [3] Erdogan, K., Durdu, A., y Yilmaz, N., Intention Recognition Using Leap Motion Controller and Artificial Neural Networks, CoDIT, Malta, 2016.
- [4] Fok, K. Y., Ganganath, N., Cheng, C. T., y Tse, C. K. A Real-Time Recognition System Using Leap Motion Sensors. Conference on Cyber-Enabled Distributed Computing and Knowledge Discovery, 2015.
- [5] Funasaka, M., Ishikawa, Y., Takata, M., y Kazuki, J., Sign Language Recognition using Leap Motion Controller, PDTA, 2015.
- [6] Langford Cervantes, J., Alencastre Miranda, M., Muñoz Gómez, L., Navarro Hinojosa, O., Echeverría Furio, G. Manrique Juan, C., y Maqueo, M. Detección y seguimiento de palmas y puntas de los dedos en tiempo real basado en imágenes de profundidad para aplicaciones interactivas, Research in Computing Science, pp. 137-149, 21 Marzo 2016.
- [7] Leap Motion. API Overview: [https://developer.leapmotion.com/documentation/csharp/devguide/Leap\\_Overview.html](https://developer.leapmotion.com/documentation/csharp/devguide/Leap_Overview.html).
- [8] Naglot, D., y Kulkarni, M., Real Time Sign Language Recognition Using the Leap Motion Controller, Vishwakarma Institute of Technology.Pune, India, 2015.
- [9] Nájera Romero, L. O., López Sánchez, M., González Serna, J. G., Pineda, T. R., y Arana Llanes, J. Y. Recognition of Mexican Sign Language through the Leap Motion Controller, CSC, 2016.
- [10] Priego Pérez, F. P. Reconocimiento de Imágenes del Lenguaje de Señas Mexicano, Centro de Investigación en Computación IPN, México, 2012.
- [11] Santos, A., Guimaraes, V., Matos, N., Cevada, J., Ferreira, C., y Sousa, I., Multi-sensor Exercise-based Interactive Games for Fall Prevention and Rehabilitation, 9th International Conference on Pervasive Computing Technologies for Healthcare, 2015.
- [12] Serafín de Fleischmann, M. E., González Pérez, R., Manos con Voz, CONAPRED, México, 2011.

# **PROPUESTA DE UN ENTRENADOR MIOELÉCTRICO BASADO EN UNA APLICACIÓN MÓVIL**

***Humberto de la Cruz Regalado***

Universidad Autónoma de Aguascalientes  
*betocrur666@hotmail.com*

***Carlos Edgar López Barrera***

Universidad Autónoma de Aguascalientes  
*atlascelba@hotmail.com*

***Eduardo Emmanuel Rodríguez López***

Universidad Autónoma de Aguascalientes  
*edwral@hotmail.com*

***Luis Mariano Sandoval González***

Universidad Autónoma de Aguascalientes  
*mariano.sandovalg@hotmail.com*

***Alfredo Ramírez García***

Universidad Autónoma de Aguascalientes  
*argarcia@correo.uaa.mx*

## **Resumen**

En este artículo se desarrolló la propuesta de un entrenador mioeléctrico basado en una aplicación móvil. La importancia de este tipo de sistemas en el área de rehabilitación es su utilidad en la adaptación de un usuario para la manipulación de prótesis mioeléctricas. En particular la propuesta de este artículo está orientada a prótesis mioeléctricas de mano de un grado de libertad.

El sistema utiliza la actividad eléctrica de los músculos o también llamada señal mioeléctrica, y mediante su procesamiento se obtiene la envolvente de la señal cuyo valor se utilizó como variable de control.

Se consideró la importancia de este tema debido a que las señales electromiográficas de cada individuo pueden variar, ya que las fibras musculares de una persona pueden generar más energía que las de otra, y por lo tanto la necesidad para el usuario no debe depender de un estándar establecido. Se describirán las metodologías variadas, las estructuras de procesamiento de la señal, así como el diagrama a bloques del circuito propuesto, los resultados y las conclusiones donde se discute la viabilidad del prototipo para su uso en el futuro en el área de rehabilitación y en el manejo de prótesis.

**Palabras Claves:** Electromiografía, envolvente, procesamiento de señales, servomotor.

## **Abstract**

*In this article a proposal of a myoelectric trainer based on mobile application is presented. This kind of systems is useful in the rehabilitation of users of prosthetic devices. The trainers facilitate the use of myoelectric prostheses. In particular the proposed myoelectric trainer is oriented to hand prostheses with one degree of freedom. In the system developed the myoelectric signal recorded from upper limb muscles was used as source of information and the envelope obtained by means of signal processing was used as a control variable.*

*The importance of this topic was considered because of the electromyographic signals of each individual can vary, since a person's muscle fibers can generate more energy than others, and therefore the need for the user should not depend on an established standard. The varied methodologies will be presented, the signal processing structures, as well as the block diagram of the proposed circuit, the results and the conclusion where it will be mentioned the viability of the prototype for its future use in the rehabilitation and handling of prostheses.*

**Keywords:** *Electromyography, envelope, servomotor, signal processing.*

## **1. Introducción**

En 1849, Du Bois Reymond fue la primera persona en demostrar la actividad eléctrica del músculo humano durante la contracción voluntaria, al conectar la

mano de un sujeto a las agujas de un galvanómetro. Observó que cuando el sujeto flexionaba su brazo, la aguja se deflataba, el grado de deflexión aumentaba con la fuerza de contracción [Ramírez, 2002].

Por otro lado, en 1929, a la electromiografía o registro de la actividad eléctrica de los músculos se le dio un sentido diagnóstico, cuando Adrian y Bronk lo utilizaron para estudiar la organización funcional de los movimientos, en el diagnóstico diferencial de atrofas neurógenas y miógenas [Ramírez, 2002].

Los usos de la electromiografía hoy en día son muy variados, contemplando, por ejemplo, la valoración del dolor lumbar [JL, 2009], comparación de rendimiento físico en ciertos ejercicios [Morant-Arilla, 2015], el procesamiento de la señal como medio de control de una prótesis [Campo, 2007], o el estudio de la actividad muscular en general. La señal electromiográfica (EMG) refleja el reclutamiento de las unidades motoras que se activan, esto es, cuando hay una mínima actividad voluntaria se activa un número pequeño de unidades y mientras el esfuerzo muscular se va incrementando el número de unidades motoras se incrementa. Esto muestra que la respuesta muscular es función del número de unidades motoras activas [Guyton, 2006].

Un entrenador mioeléctrico es un equipo que utiliza las señales EMG como fuente de información con el objetivo de establecer una retroalimentación relativa a la actividad muscular resultante de la actividad física que esté desarrollando un usuario.

Las aplicaciones de estos equipos se orientan principalmente a la rehabilitación de grupos musculares que presentan algún tipo de atrofia, como es el caso de los músculos involucrados en parálisis faciales, en problemas de incontinencia, o bien en la marcha.

Otra área de aplicación muy importante dentro de la rehabilitación es el entrenamiento para uso de dispositivos protésicos de extremidad superior [Barraza, 2010], [Ramírez, 2006], [Clingman, 2014], [Dupont, 1994]. En esta área es hacia donde se dirige la propuesta del sistema desarrollado en este artículo.

La importancia de entrenar a los músculos de los miembros amputados con la finalidad de activar una prótesis mioeléctrica movida por un servomotor se debe a

que las señales mioeléctricas no son lo suficientemente fuertes como para realizar el movimiento controlado del motor. Debido a que el musculo puede llegar a fatigarse con mucha facilidad, la perdida de la señal causaría un mal funcionamiento de la prótesis [Barraza, 2010], [Ramírez, 2006], [Clingman, 2014], [Dupont, 1994].

Antiguamente, en Grecia daban gran importancia la terapia de la dieta, ejercicios corporales, masajes y baños de mar. [Loreto, 2014]. Posteriormente, se fueron descubriendo muchos métodos de terapia como fue la hidroterapia, donde Cornelio Celso empezó a escribir un libro de este tema. Seguido por los científicos Luis Galvani y Volta en la electroterapia. La gimnasia que fue empleada como terapia por Jerónimo Mercuriale. Comenzó la primera mitad del siglo XX y fue así cuando la fisioterapia fue base de la medicina física, llegando hacer una especialidad médica. [Loreto, 2014].

En las últimas décadas ha crecido la tecnología, mostrando también progreso en la rehabilitación de extremidades, llegando a crear terapia con robots o mecanismos que monitorean el avance en la movilidad del paciente. [Bundhoo, 2009].

Los robots de entrenamiento son usados para extremidades superiores e inferiores, que ayudan al paciente a practicar movimientos específicos para incrementar la movilidad y corregir los movimientos de la extremidad.

El MIT MANUS therapy robot es un brazo robótico que ayuda al paciente a mover el brazo a través de una tabal para mover un cursor en la pantalla. [Bundhoo, 2009].

Los dispositivos de monitores son autónomos y portables, y ayudan a simplificar el proceso de captura de datos fisiológicos, a la vez que ayudan a ejercitar el musculo con mínima intervención de un terapeuta. [Bundhoo, 2009].

Aplicaciones móviles en salud. Una aplicación móvil o app es un software diseñado para funcionar en smarthphones o tablets. En los últimos años, el desarrollo de estas app ha ido entrando en el campo de la medicina, tanto para profesionales como para pacientes. De las “health apps” más populares en la población, son de la categoría de “dieta y fitness” [San, 2014].



Otro concepto importante de conocer, relacionado al área de la salud, es el de Exergames, los cuales pretenden estimular la movilidad del cuerpo entero mediante el uso de ambientes interactivos que simulan diferentes sensaciones de presencia [Trujillo, 2013].

En este trabajo se propone el desarrollo de un entrenador mioeléctrico basado en una aplicación móvil con el objetivo futuro de que sea utilizado y ayude en el entrenamiento de pacientes candidatos al uso de prótesis mioeléctricas de mano de un grado de libertad. Una ventaja importante de este sistema es la portabilidad que tiene al estar basado en una aplicación móvil. Así el posible usuario tiene la oportunidad de seguir su terapia de forma continua, aspecto importante en el proceso de adaptación del paciente con el dispositivo protésico.

## 2. Métodos

La implementación del sistema propuesto en este artículo se compone de un módulo de hardware y un módulo de software. El módulo de hardware se refiere a las etapas de la instrumentación electrónica necesarias para la captación y registro de la señal EMG del grupo muscular de interés. Este módulo se muestra en la figura 1. El módulo de software incluye los algoritmos implementadas tanto en el sistema embebido como en el dispositivo móvil.

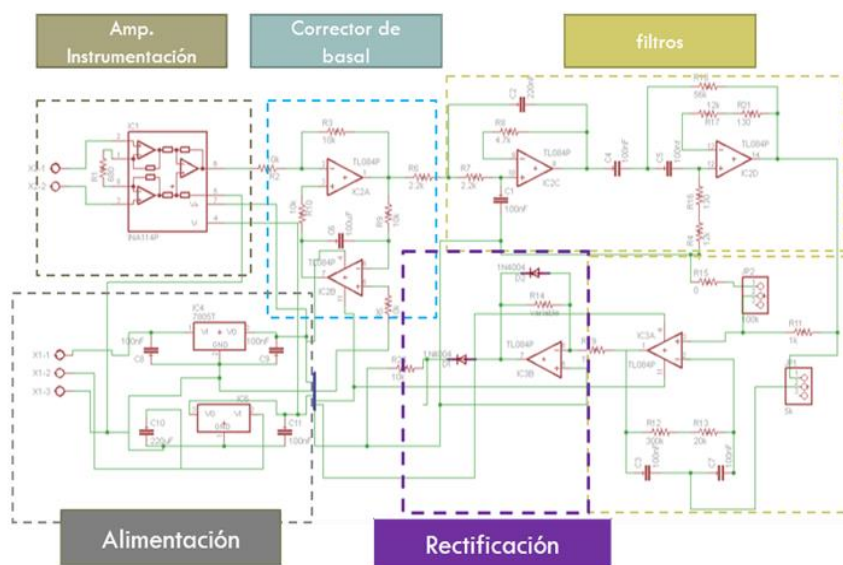


Figura 1 Etapas de la instrumentación electrónica del sistema propuesto.

Para la etapa de amplificación se usó el circuito integrado INA114AP, por su alta impedancia de entrada y un alto rechazo de modo común, mejorando la señal de entrada. Para su configuración se hizo uso de la ecuación 1 recomendada en la hoja de datos para obtener una ganancia de 11.6 [Texas, 2017].

$$G = 1 + \frac{50k\Omega}{4.7k\Omega} \quad (1)$$

En el diseño también se incluye un corrector de basal basado en un diferenciador y un integrador, que se utilizó para evitar un nivel de corriente continua en la señal, debido a los artefactos, y este se corrige cada segundo. Con los componentes estimados de acuerdo a la ecuación 2.

$$t = R * C = 10k\Omega * 100\mu F = 1 s \quad (2)$$

La etapa de filtrado, se basó en el ancho de banda de la señal EMG superficial que cae en el rango de 20 a 500 Hz. Por lo cual se implementaron filtros tipo Butterworth a -40 dB, un filtro pasa bajas de 500 Hz y un pasa altas de 20 Hz, al igual que un filtro tipo Notch para 60 Hz [Ramírez, 2005].

Dado que el procesamiento de la señal EMG incluye la envolvente de la misma, se determinó utilizar un rectificador de precisión, al mismo tiempo dándole una amplificación, regulada por un potenciómetro de precisión. Cabe mencionar que la ganancia se calibra en función de la señal EMG que proporciona cada persona.

Para la etapa de alimentación se utilizaron dos reguladores de +-5 V, para lograr la alimentación del microcontrolador atmega328p y la instrumentación electrónica desarrollada para el registro de la señal EMG.

Para el procesamiento de la señal se utilizó el microcontrolador atmega328p, donde el módulo ADC se configuró con una frecuencia de reloj de 250 kHz, a una frecuencia de muestreo de 19.230 kHz y un tiempo de muestreo de 52  $\mu$ s.

Dado que la información se transmitió a un dispositivo móvil por medio de bluetooth, fue necesaria la comunicación serial por medio del protocolo RS-232 por lo que se inicializó la comunicación serial a una velocidad de 115200 baudios, modo asíncrono a doble velocidad, sin bit de paridad y 1 bit de stop [Atmel, 2017].

A partir de la envolvente de la señal se controló un servomotor generando una señal de modulación por ancho de pulso (PWM). Esta última señal se generó con el microcontrolador. Para lo cual, se inicializó el PWM en modo rápido, modo no invertido, y un preescalador de 1024 [Atmel, 2017].

El diagrama de flujo del algoritmo implementado para el sistema se muestra en la figura 2, el cual se basa en una máquina de estados. El sistema se inicializa con dos variables, una llamada "Auxiliar" cuya función es realizar un bucle en los tres estados como se observa en la figura 2, y una variable "Max" con la cual se calibra el sistema; los estados son seleccionados por una serie de botones dentro de una aplicación móvil, figura 6.

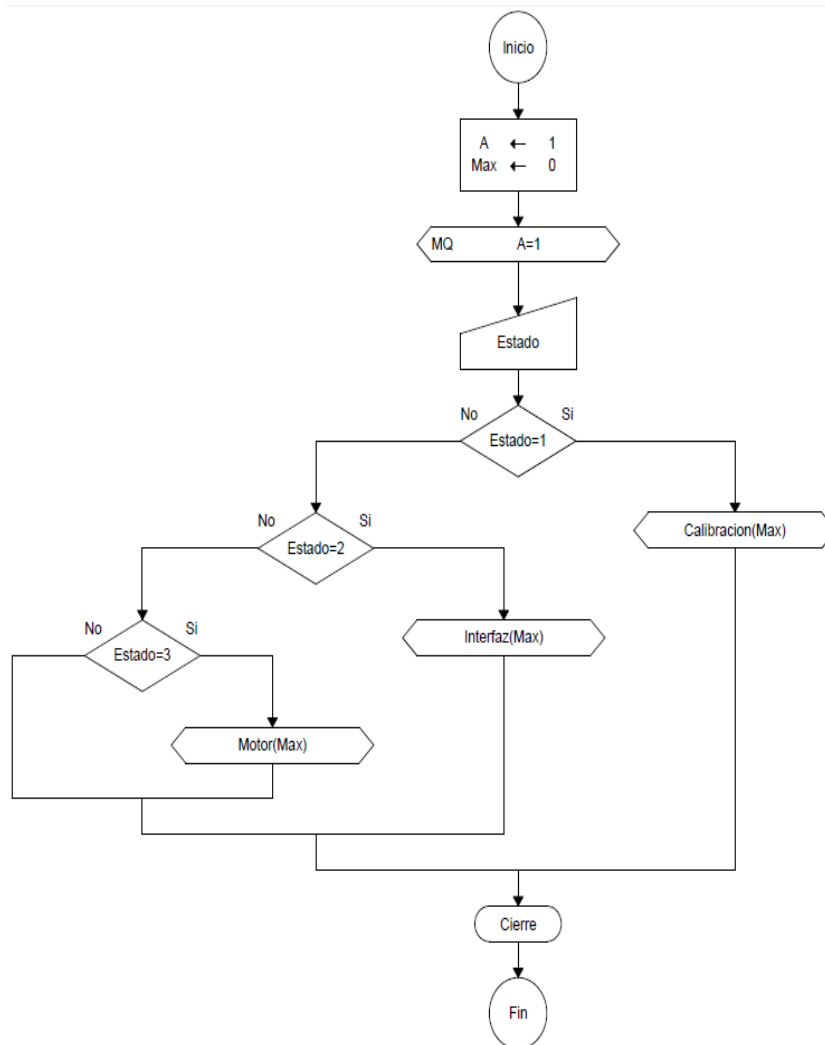


Figura 2 Máquina de estado para validar las diferentes funciones del sistema.

Al acceder a la función “Calibración”, figura 3, se procede a limpiar las variables de entrada y salida, y se inicializa el contador a doscientos; se procede a realizar la adquisición de muestras, calcular el promedio de ellas y posteriormente se almacenan en la variable “Max”.

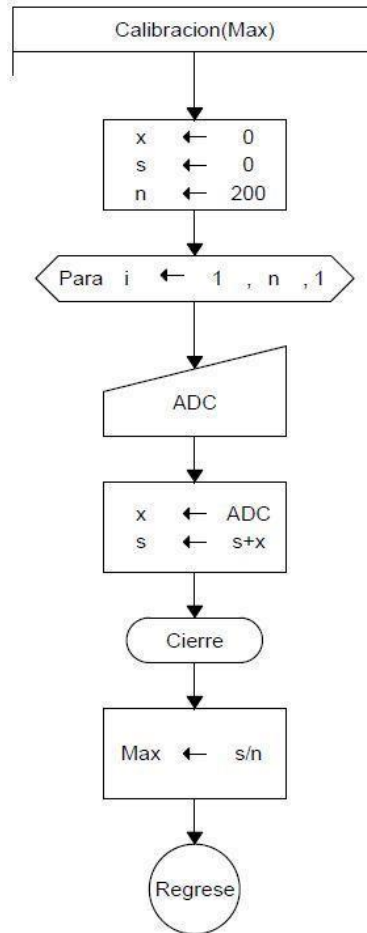


Figura 3 Primera función llamada Calibración.

Al acceder a la función “Interfaz”, figura 4, se procede a limpiar la variable “Envolvente” y el puerto de entrada, se declara un bucle el cual puede ser roto si la entrada es diferente de cero, dentro de él se adquieren los datos del ADC, en base a ellos se calcula la envolvente de la señal (valor RMS) la cual entrega como resultado la fuerza del usuario, se envía el valor por el puerto serial a través de la comunicación bluetooth a un dispositivo móvil (Android) en el cual se visualiza dicha fuerza implementada por el usuario en una barra de progreso, figura 5.

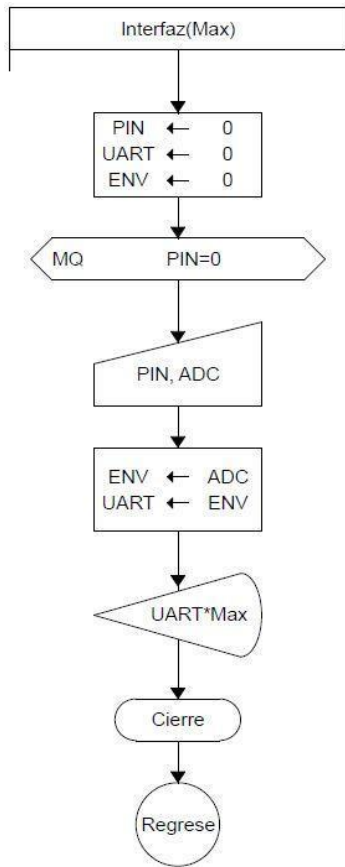


Figura 4 Segunda función llamada Interfaz.

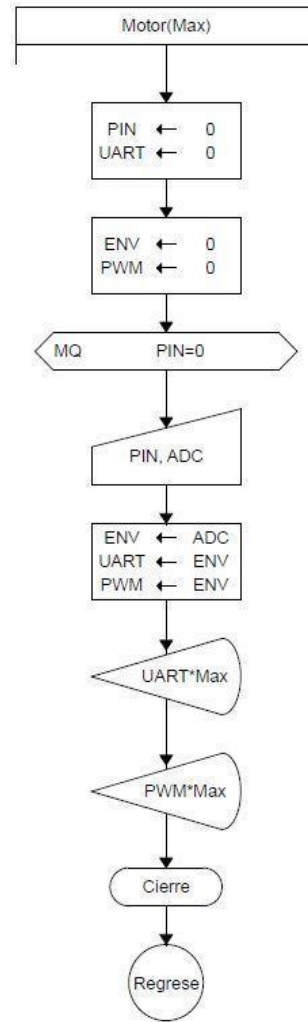


Figura 5 Tercera función llamada Motor.

Al acceder a la función “Motor”, figura 5, se procede a limpiar la variable “Envolvente”, el registro PWM y el puerto de entrada, se declara un bucle el cual puede ser roto si la entrada es diferente de cero, dentro de él se adquieren los datos del ADC, en base a ellos se calcula la envolvente de la señal (valor RMS) la cual entrega como resultado la fuerza del usuario, se envía el valor por el PWM el cual acciona un servomotor y simula físicamente el movimiento de una pinza; a su vez se logra visualizar la información y la simulación virtual de la pinza en un dispositivo móvil (Android) a través de una comunicación bluetooth, figura 6.

Para llevar a cabo el registro de la señal EMG se utilizó un canal diferencial con electrodos de plata cloruro de plata (AgCl/Ag) y con una separación entre ellos de

3 cm centro a centro. La colocación de los electrodos se hizo sobre el grupo de músculos superficiales (flexor superficial de los dedos) de la cara anterior del antebrazo relacionados a función de cierre y apertura de la mano.

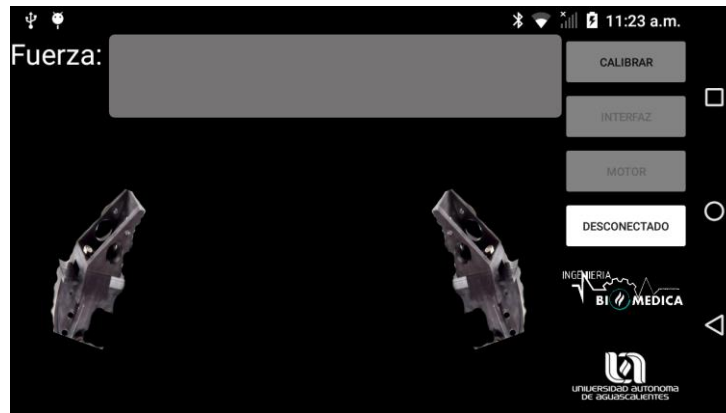


Figura 6 Esqueleto de la interfaz gráfica dentro de la aplicación móvil.

### 3. Resultados

La colocación de los electrodos sobre el sujeto de pruebas se muestra en la figura 7, el sujeto de prueba es una persona sana con sus extremidades superiores completas. Para posicionar los electrodos se le pidió que abriera y cerrara la mano y por medio de palpación se ubicó el lugar donde colocar los electrodos. Esto se determinó a partir de la actividad muscular observada en las señales EMG registradas.



Figura 7 Colocación de electrodos en la cara anterior del antebrazo.

Una vez teniendo el circuito de monitoreo de EMG se procedió a hacer pruebas, en la figura 8 se puede observar un ejemplo de la señal EMG del sujeto de

pruebas filtradas y amplificadas. Estas señales se observaron desde un osciloscopio Tektronix TED2012.

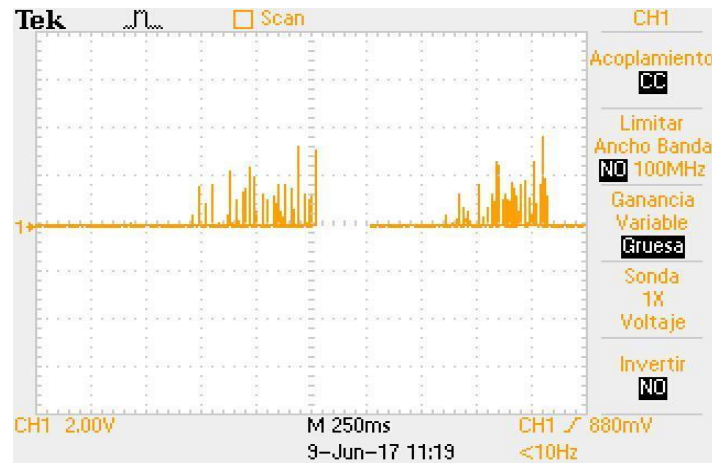


Figura 8 Salida final del circuito EMG.

En la figura 9 se le pidió al sujeto de pruebas que ejerciera una máxima contracción para obtener el máximo voltaje. Esto con el objetivo de hacer una calibración al sistema.

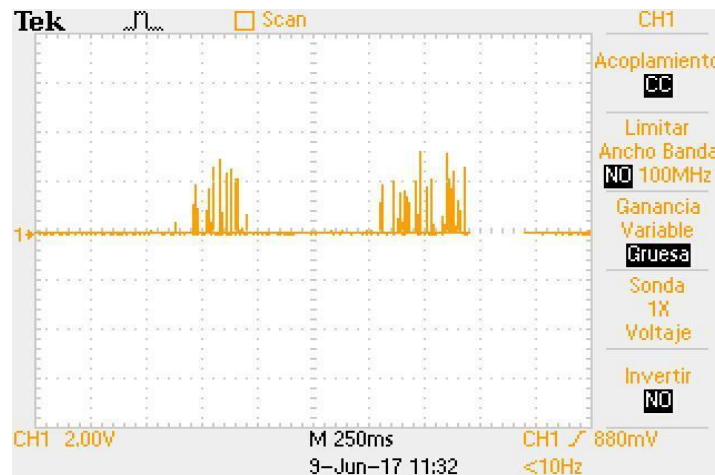


Figura 9 Amplitud de la señal depende de la fuerza de contracción del sujeto de prueba.

Esta misma señal fue observada mediante el monitor serial de Arduino visualizada en una computadora, como se observa en la figura 10, esto sirvió para comprobar que los datos adquiridos se estuvieran procesando por el microcontrolador.

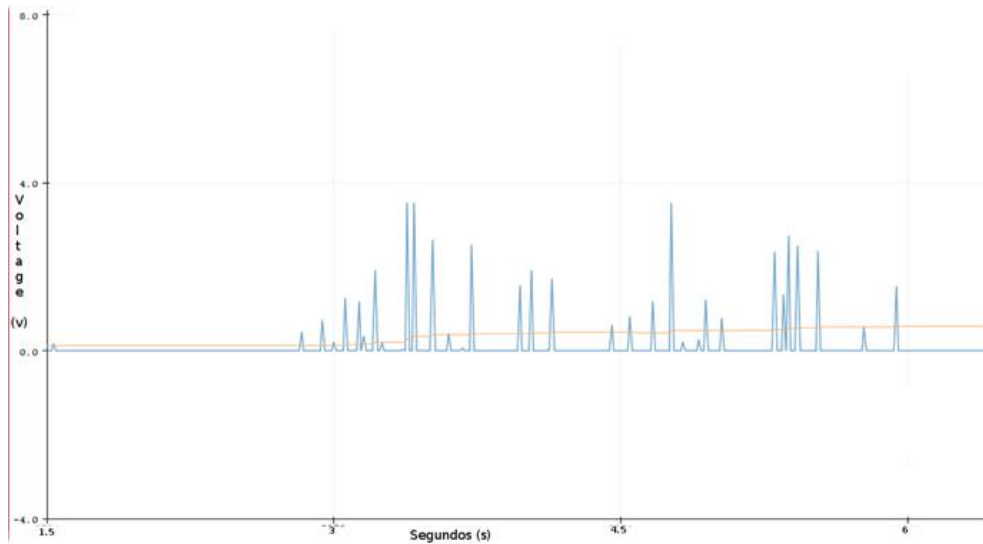


Figura 10 Visualización de la señal final del circuito EMG.

La señal es enviada a través del bluetooth a un celular con una aplicación móvil de diseño propio, en la cual se puede observar el esfuerzo y una representación de cómo se cerraría una pinza controlada por dicha señal. En esta interfaz se tienen los botones de la máquina de estados para calibrar, observar solo la interfaz, y mover el motor mientras se observa la interfaz (véase en la figura 6). En la figura 11 se observa una prueba en la cual el sujeto de prueba hizo una contracción leve la cual alcanzó un 20% del máximo adquirido.

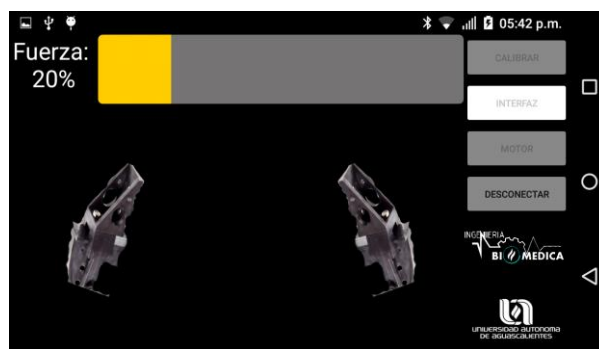


Figura 11 Captura de pantalla de la app funcionando.

Por último, se pidió al sujeto de prueba que generara una máxima contracción. En la figura 12 se observa la interfaz gráfica del celular donde muestra la adquisición de la señal al 100% y la pinza completamente cerrada.



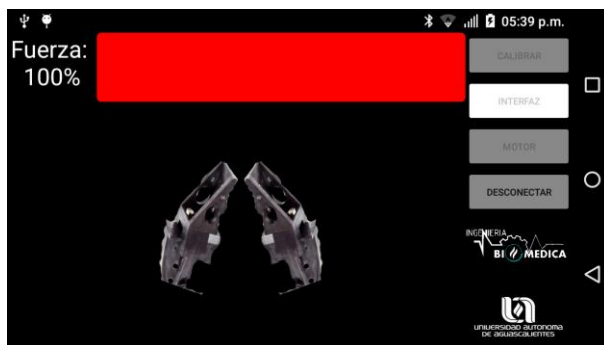


Figura 12 El sujeto de prueba ha alcanzado su contracción máxima al llegar al 100%, a la par, la pinza se cierra por completo.

#### 4. Discusión

Tal cual se describe en la fisiología humana, cuando se realiza una contracción sostenida se reclutan más unidades motoras en el músculo para lograr un mayor esfuerzo físico [Gayton, 2006]. En base a esta premisa se desarrolló esta propuesta con el objetivo de ayudar a personas candidatas a prótesis mioeléctricas en el proceso de adaptación con el uso de prótesis utilizando la característica de la envolvente de la señal mioeléctrica.

Mientras más fuerza de contracción aplique el paciente, mayor movimiento produce en el servomotor que controlaría la prótesis, y a su vez, en la aplicación móvil, se registra su nivel de fuerza, actuando así también como reeducador muscular.

Una ventaja del equipo aquí propuesto es la portabilidad característica útil cuando es necesario que el paciente se esté ejercitando de forma continua. Esta es una diferencia importante respecto a otros sistemas similares presentados en la literatura científica [Barraza, 2010], [Ramírez, 2006] donde se propone como interfaz gráfica, en un caso una prótesis virtual que se presenta en un monitor de computadora personal y en el otro un conjunto de figuras geométricas cuya superficie se rellena de acuerdo al nivel de actividad muscular, estas también presentadas en un monitor de computadora personal. Debido a esto, limitando el sistema de terapia a un espacio físico fijo.

Para una persona con una extremidad amputada, en este caso el antebrazo, la terapia resulta de gran ayuda. Si la ayuda que puede otorgársele es mediante un

medidor de fuerza que garantice un seguimiento de su mejoría, esta tiene un impacto incluso emocional en el paciente. Si a la vez, mediante contracciones controladas puede abrir una prótesis de pinza tanto como él desee, considerando las restricciones mecánicas, significa un gran apoyo tanto en terapia como funcional para el paciente.

Para no provocar esfuerzos extenuantes como fatiga muscular en los pacientes, la auto calibración presenta una gran ventaja. Es decir, el paciente no se ve forzado a realizar grandes esfuerzos físicos para abrir o cerrar la pinza, o para medir su fuerza de contracción. Sino que, de acuerdo a su máxima contracción muscular, se establece un límite, que asegura que los parámetros de apertura de la prótesis como los niveles de fuerza del reeducador muscular en la aplicación móvil, siempre estarán en un rango aceptable del paciente, dado que él mismo fija el valor máximo.

El uso de la envolvente de la señal EMG ayuda para su manejo como variable de control ya que suaviza su comportamiento aleatorio e incluso, omite ruido que pudiera existir dentro de los rangos de interés de la señal EMG. Y, además, como punto principal en toda esta investigación, permite el correcto control, mediante regulación PWM del servomotor. Es decir, la señal envolvente de la señal EMG determina la apertura de la prótesis de pinza. Así, no importa en realidad si la contracción generada por el paciente genera valores anormales, como, por ejemplo, momentos en los que el paciente genera una contracción con valores picos que sobresalen de la señal promedio. El comportamiento de la envolvente garantiza un buen control para el servomotor, y con esto, de la prótesis de mano.

## **5. Conclusiones**

Se desarrolló un sistema de entrenamiento mioeléctrico basado en una aplicación móvil orientado al entrenamiento de pacientes potenciales usuarios de prótesis mioeléctricas de mano de un grado de libertad. El objetivo de este tipo de sistemas es ayudar a la simbiosis entre amputado y prótesis. El sistema aquí desarrollado incluye la instrumentación electrónica necesaria para captar y

registrar la señal EMG y una interfaz gráfica de usuario sobre una aplicación móvil cuya funcionalidad permite al usuario:

- Monitorear su actividad muscular de forma amigable a través de una barra de fuerza.
- Controlar un dispositivo protésico de mano virtual de un grado de libertad.

A diferencia de otros sistemas de entrenamiento que requieren de monitores o un equipo de mayor complejidad, esta propuesta de menor tamaño y complejidad y además portabilidad facilita a los próximos usuarios el poder realizar el entrenamiento de una manera más sencilla y con una interfaz bastante amigable. Además, el sistema cuenta con una función de autocalibración que está en función de una máxima contracción muscular voluntaria que el usuario realiza al inicio del entrenamiento. Esto presenta la ventaja de evitar la fatiga muscular durante el proceso del entrenamiento.

Como una siguiente etapa a futuro del trabajo aquí desarrollado se planea valorar el funcionamiento del sistema con un grupo de usuarios con la intención de obtener una retroalimentación desde el punto de vista de funcionalidad clínica para hacer modificaciones en caso de ser necesarias y posteriormente promover el sistema para su implantación en uso clínico.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Atmel ATmega328/P, datasheet: [http://www.atmel.com/Images/Atmel-42735-8-bit-AVR-Microcontroller-ATmega328-328P\\_Datasheet.pdf](http://www.atmel.com/Images/Atmel-42735-8-bit-AVR-Microcontroller-ATmega328-328P_Datasheet.pdf), 12/05/2017.
- [2] Barraza-Madriral, J. A., Ramírez-García, A., y Muñoz-Guerrero, R. (2010, September). A virtual upper limb prosthesis as a training system. In *Electrical Engineering Computing Science and Automatic Control (CCE)*, 2010 7th International Conference on IEEE, pp. 210-215, 2010.
- [3] Ramírez, A., R Muñoz, L Leija, y A Vera, Sistema de Entrenamiento Muscular con Retroalimentación Visual, Pan American Health Care Exchanges (PAHCE 2006), Long Beach, California, pp. 36-39, 30 de enero al 3 de febrero 2006.

- [4] Bundhoo, V., Design and evaluation of a shape memory alloy-based tendon-driven actuation system for biomimetic artificial fingers, Doctoral dissertation, 2009.
- [5] Casallas, E. C., Toro, J. D. R., & Castrillón, I. F. T., Virtual coaching system for transradial myoelectric prosthesis using bioelectrical signals, *Revista politécnica*, 11(21), pp. 97-106, 2016.
- [6] Campo, O., Rovetta, A., & Caicedo, E., Uso de vibraciones musculares para identificar la intención de movimiento en amputados transfemorales. In 8 Congreso Iberoamericano de Ingeniería Mecánica, 2007.
- [7] Clingman, R., & Pidcoe, P., A novel myoelectric training device for upper limb prostheses. *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, 22(4), pp. 879-885, 2014.
- [8] Dupont, A. C., & Morin, E. L., A myoelectric control evaluation and trainer system. *IEEE Transactions on Rehabilitation Engineering*, 2(2), pp. 100-107, 1994.
- [9] Guyton, A. C., Hall, J. E., & Guyton, A. C., *Tratado de fisiología médica*. Elsevier Brasil, pp. 109, 2006.
- [10] JL, R. P., & Roca, O., Uso de la isoestación B-200® y electromiografía de superficie en la valoración del dolor lumbar. *Mapfre Medicina*, 12(4), pp. 241-249, 2001.
- [11] Loreto Vergara, B., *Desarrollo de la medicina física y rehabilitación como especialidad médica*, 2014.
- [12] Morant-Arilla, D., Martín-Ruiz, J., Gallego-Cerveró, C., Tamarit-Grancha, I., & Pérez-Pérez, J., Comparación de la electromiografía superficial en el ejercicio de press de banca mediante el uso de Electroestimulación Eléctrica en el test de una Repetición Máxima: estudio piloto. *Revista Andaluza de Medicina del Deporte*, 8(4), pp.182-183, 2015.
- [13] Ramírez-García. A., *Desarrollo de un equipo electrónico de entrenamiento muscular con retroalimentación visual*. Tesis, Maestría, Patente 275763, 2005.

- [14] Ramírez, J. C., & Peláez, A., Conceptos básicos para el análisis electromiográfico. *Revista CES OdontoIntfu VoL*, 15(1), 2002.
- [15] San Mauro Martín, I., González Fernández, M., & Collado Yurrita, L., Aplicaciones móviles en nutrición, dietética y hábitos saludables: análisis y consecuencia de una tendencia a la alza. *Nutrición Hospitalaria*, 30(1), pp. 15-24, 2014.
- [16] Trujillo, J. C. G., Muñoz, J. E., & Villada, J. F., Exergames: una herramienta tecnológica para la actividad física. *Revista Médica de Risaralda*, 19(2), 2013.
- [17] Texas Instruments Ina114AP: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina114.pdf>, 20/02/2017.

# FUSIÓN MORFOLÓGICA DE IMÁGENES IR Y VISUALES UTILIZANDO EL MODELO LIP

**Oscar Ricardo Delfín Santiesteban**

Cidesi

*oscar.delfin.santiesteban@gmail.com*

**Iván Ramón Teról Villalobos**

Cideteq

*iterol@cideteq.mx*

## **Resumen**

La fusión de imágenes es el proceso de combinar la información de una escena que proviene de dos o más imágenes fuente en una sola con una mejor percepción visual y espacial que puede proporcionar detalles que en su conjunto, no pueden ser observados en las imágenes por separado. En este estudio, se presenta una metodología que permite realizar este procedimiento combinando el modelo de procesamiento logarítmico de imágenes (LIP Model) y las transformaciones morfológicas por reconstrucciones.

**Palabras Claves:** Imagen Visual, imagen IR, modelo LIP, morfología matemática.

## **Abstract**

*Image fusion is the process of combining information from a scene that comes from two or more source images into a single one with better visual and spatial perception that can provide details that as a whole cannot be seen in separate images. In this study, a methodology is presented that allows performing this procedure combining the logarithmic image processing model (LIP Model) and the morphological transformations by reconstructions.*

**Keywords:** LIP Model, IR Image, mathematical morphology, visual Image.

## 1. Introducción

Capturar y registrar nuestro entorno, a través de imágenes o videos, ha sido una de las actividades de las que se ha valido el hombre para resolver algunas problemáticas o tener evidencia de que ciertos eventos ocurrieron. Para llevar a cabo la captura de las escenas de interés, hacemos uso de determinados sensores que se ajustan a las condiciones del entorno de manera tal, que nos provean de información visual suficiente para tomar alguna decisión. El gran avance tecnológico nos permite hoy en día contar con diferentes tipos de sensores de los cuales, podemos obtener imágenes bajo condiciones muy particulares. Por ejemplo, cámaras visuales, cámaras de visión nocturna, cámaras infrarrojas, cámaras de longitud de onda milimétrica, cámaras de rayos X o cámaras pancromáticas [Omar, 2014]. Las imágenes que se generan de estas tecnologías, aportan diferente tipo de información de una misma escena. Por ejemplo, en la figura 1a, se presenta una imagen visual tomada de noche en la que no se puede apreciar que hay una persona cruzando. Esta información es revelada en la toma 1b, que corresponde a la misma escena, pero la imagen es infra-roja. Observe como, una misma escena con dos sensores que registran cosas diferentes, proveen información complementaria.

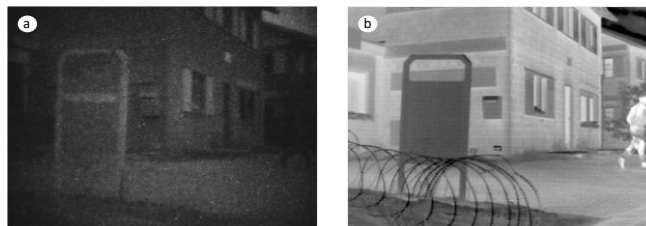


Figura 1 Imagen cortesía de TNO Human Factors Institute, The Netherlands

El tener la posibilidad de unir dos o más fuentes de información provenientes de dos o más tecnologías diferentes y obtener en una sola toma lo mejor de ambas permite observar detalles y características de una misma escena que tal vez de forma separada no es posible percibir. Al proceso de combinar imágenes provenientes de diferentes sensores y generar otra con las mejores características de estas es lo que se conoce como fusión de imágenes. Los propósitos de la

fusión de imágenes son: a) obtener una imagen con una mejor percepción visual y espacial de las estructuras que componen las imágenes por separado, b) minimizar la información redundante c) maximizar la información la relevante.

Para lograr fusionar las imágenes provenientes de varias tecnologías, se han desarrollado una gran cantidad de metodologías que se ajustan a alguna aplicación o problemática en particular. Las aplicaciones que se han valido de estas metodologías son diversas:

- *Geo-ciencia*. El objetivo es la detección, clasificación y seguimiento de fenómenos terrestres. En este tipo de aplicaciones, los sensores ofrecen imágenes de baja y alta resolución que por lo general incluyen dos imágenes: una pancromática de alta resolución espacial (PAN) y una multi-espectral con baja resolución espacial (MS). El fusionar estos dos tipos de imágenes permite que los investigadores obtengan imágenes donde se aprecia una gran extensión de tierra con muchos detalles [Yang, 2012].
- *Diagnóstico médico*. Se tienen diferentes tipos de imágenes como resultado de la aplicación de ciertas técnicas no invasivas para detectar tumores, tejidos blandos, tejidos duros y diversas patologías. Resonancia magnética (MRI), Tomografía Computarizada (TM), Tomografía por emisión de positrones (PET), y ultra sonido son algunas de las imágenes utilizadas en este campo [Li, 2014]. La fusión de este tipo de imágenes permite a los médicos realizar un diagnóstico de mayor calidad y con mayor asertividad.
- *Imágenes multi-foco*. Una misma escena capturada con diferentes sensores presentan zonas en la que aparece el primer plan bien definido en una, pero en la otra se presenta como un segundo plano [Li, 2013].

En este trabajo de investigación, se abordará la fusión de imágenes IR y visuales en escalas de grises. Las imágenes infra-rojas (IR), son ampliamente utilizadas, debido a que, cómo se sabe, cualquier objeto que tenga una temperatura por encima del cero absoluto emite una radiación en la zona infrarroja. Esta radiación es captada por sensores diseñados para recibir estas longitudes de onda que son no perceptibles por el ojo humano y las presenta en un formato que podemos



entender. Las imágenes IR son una herramienta muy versátil que es aplicada en la resolución de innumerables problemas. En aplicaciones petroquímicas es utilizada para la detección de pérdida de aislamiento en los procesos de refinería, inspección de soldaduras, inspección de tuberías, evaluación de la eficiencia y calidad de intercambiadores de calor, entre otros. En aplicaciones aeroespaciales, son utilizadas para el diagnóstico de llantas y frenos, diagnóstico de sistemas de descongelación en alas, detección de desgaste de materiales compuestos, inspección de líneas eléctricas de alta tensión, inspección de tuberías y áreas con grietas por corrosión. En sistemas de seguridad, se han reportado aplicaciones para detectar portación de armas ocultas [Xue, 2003], identificación y rastreo de objetivos, detección de minas y autenticación de personal [Mayet, 1996], reconocimiento de rostros [Piella, 2003].

El proceso de fusionar imágenes puede ser clasificada en tres niveles de acuerdo al tipo de procesamiento que se efectúe [Pohl, 1998]:

- A nivel de pixel: se genera una imagen fusionada en la que la información asociada a cada pixel se determina a partir de los pixeles de las imágenes originales.
- A nivel de características: se extraen características que requieran fusionar con mayor interés y después se identifican tamaños, formas, contrastes y texturas previo al paso de fusión.
- A nivel de decisión: la fusión se realiza procesando las imágenes por separado determinando no solo algún objeto de interés, sino también algunos otros parámetros como contraste, ruido, vecindad entre pixeles.

Al escoger cual es el esquema más adecuado de procesamiento dependerá en gran medida de factores como el tipo de datos de entrada, la aplicación y las herramientas con las que se dispone [Piella, 2003]. En particular, las imágenes IR, ofrecen muy baja resolución espacial en comparación con las imágenes visuales, pero ofrecen detalles que no son perceptibles a la vista humana y que, en conjunto permiten entender una escena. Para llevar a cabo la fusión de estos dos tipos de imágenes se han desarrollado innumerables métodos. Por ejemplo,

se han desarrollado métodos de procesamiento multi-resolución, en el que las imágenes de entrada son descompuestas a través de diversas transformaciones wavelet y curvelet, de manera tal, que se van va extrayendo la información sobresaliente para, posteriormente, fusionarlas a través de reglas de fusión [Pohl, 1998], [Pinoli, 1997].

Otros métodos de descomposición multi-escala propuestos en [Toet, 1989], [Toet, 1990], [Toet, 1992], [Toet, 1989] hacen uso de filtros pasa baja que permiten preservar el contraste de las imágenes de entrada. Multi-resolución con filtros morfológicos. Independientemente del método de fusión que se desee emplear, es requisito que las imágenes de entrada estén alineadas para garantizar que la información de cada toma corresponde con las estructuras físicas de la realidad. Una de las grandes aportaciones en el procesamiento de imágenes, ha sido el desarrollado en [Pinoli, 1997], en el que se propone un conjunto de operadores que permiten manipular de forma no lineal los tonos de una imagen formada en escala de grises.

En este estudio, se presenta un método de fusión en el que se incluyen filtros morfológicos en el modelo LIP utilizando un modelo de procesamiento de imágenes conocido como *LIP MODEL*.

## **2. Métodos**

### **Modelo de Procesamiento Logarítmico de Imágenes**

Una imagen está formada por luz reflejada que puede ser representada de manera vectorial. Si se intenta adicionar dos valores de intensidad o bien, multiplicar un valor por un factor constante, el resultado pudiera no estar dentro del intervalo en el que se acotan las imágenes de entrada [Mayet, 1996]. Bajo esta premisa, el modelo LIP, define un conjunto de operadores que permiten manipular las intensidades de grises de una o más imágenes acotando su resultado al espacio de trabajo de cada una de ellas. Este modelo fue introducido por [Pinoli, 1992] en 1980 y se desarrolló para el procesamiento de imágenes hasta 1997 y ha sido utilizado en aplicaciones como remoción de fondos de una imagen, corrección de iluminación, interpolación de imágenes, reconstrucción 3D, restauración de

imágenes, estimación del contraste, segmentación de imágenes, descomposición multi-escala y compresión de imágenes [Mayet, 1996]. Pese a la gran variedad de aplicaciones de este modelo, no se han reportado su aplicación para el problema de fusión. De acuerdo con el modelo LIP, la adición de dos imágenes está definido a través de un operador a un intervalo definido para la cantidad máxima de tonos posibles  $(0, M]$ . En particular, la adición de una imagen  $f(x, y)$  con otra  $g(x, y)$  queda definida como en la ecuación 1.

$$f(x, y) \dagger g(x, y) = f(x, y) + g(x, y) - (f(x, y) * g(x, y) / M) \quad (1)$$

Con  $M = 2^n, \forall x, y \in \mathbb{Z} \rightarrow (0, M]$  donde  $n = 8$ .

Este operador  $\dagger$  llamado adición LIP, permite la adición cerrada en el intervalo  $(0, M]$ . También es posible amplificar el contenido de una imagen a través del operador de producto escalar, cuya definición es mostrada en la ecuación 2.

$$\alpha * f(x, y) = M - M \left( 1 - \frac{f(x, y)}{M} \right)^\alpha \quad (2)$$

Con  $M = 2^n$ . En general, cuando  $\alpha > 1$ , se eleva a tonos claros el contenido de la imagen. Cuando  $\alpha < 1$ , se oscurece la imagen. En  $\alpha = 1$ , el contenido de la imagen queda sin cambios. En la siguiente figura se muestra como son afectadas las tonalidades de unas imágenes para cierto rango de valores de  $\alpha$ .

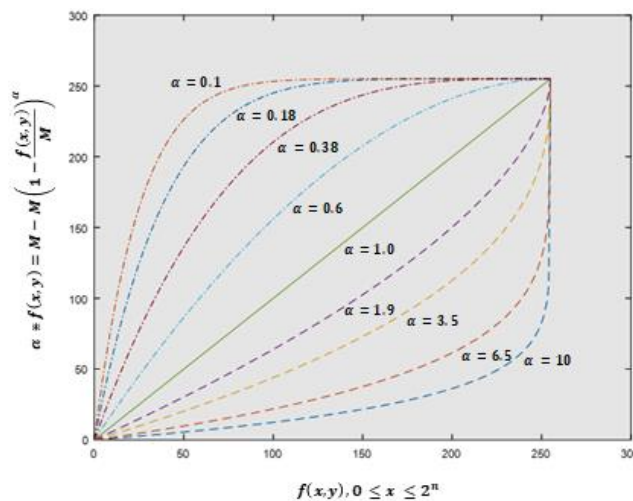


Figura 2 Modificación del tono por el producto escalar LIP.

Una manera de conocer el valor de alfa [Michoud, 1997] y que permite maximizar la dinámica de la imagen está dada por ecuación 13.

$$\alpha(f) = \frac{\ln\left(\frac{\ln\left(\frac{M - f_{max}}{M}\right)}{\ln\left(\frac{M - f_{min}}{M}\right)}\right)}{\ln\left(\frac{M - f_{min}}{M - f_{max}}\right)} \quad (3)$$

Donde  $f_{min}$  y  $f_{max}$  representan respectivamente los niveles de gris mínimo y máximo de una imagen.

### Morfología Matemática

La Morfología Matemática descansa en la teoría de conjuntos desarrollada por el matemático ruso Hermann Minkoski y el alemán Hugo Hadwiger en los primeros años del siglo XX. La reformulación de ésta teoría por los franceses Jean Serra y Georges Matheron dieron como consecuencia una teoría para el análisis y procesamiento de estructuras geométricas cuya aplicación más popular ha sido en el análisis de imágenes. En general, la morfología matemática permite realizar transformaciones no lineales sobre estructuras reticulares en espacios bidimensionales mediante el uso de un conjunto de forma conocida llamado elemento estructural cuyo tamaño y forma se escoge, *a priori*, de acuerdo con la morfología del conjunto sobre el que va a operar y en función de lo que se desea obtener. Las operaciones básicas de la teoría morfológica son la erosión y la dilatación y son denotadas en las ecuaciones 4 y 5.

$$\delta_{\lambda\beta}(f)(x) = (f \oplus \lambda\hat{\beta})(x) = \vee \{f(y) : y \in \lambda\hat{\beta}_x\} \quad (4)$$

$$\varepsilon_{\lambda\beta}(f)(x) = (f \ominus \lambda\hat{\beta})(x) = \wedge \{f(y) : y \in \lambda\hat{\beta}_x\} \quad (5)$$

Estas operaciones no admiten inversa, por tanto, no se puede determinar el origen  $x$  desde las imágenes  $\delta_{\lambda\beta}(f)(x)$  o  $\varepsilon_{\lambda\beta}(f)(x)$ . Sin embargo, dada la dualidad de estas transformaciones, es posible aproximarse al elemento original realizando una dilatación dada la erosión o bien, erosionar dada una dilatación. Estas operaciones son llamadas Apertura y Cerradura morfológica y son denotados en ecuaciones 6 y 7.

$$\gamma_{\lambda\beta}(x) = (x \ominus \lambda\beta) \oplus \lambda\beta = \delta_{\lambda\tilde{\beta}}(\varepsilon_{\lambda\beta}(x)) \quad (6)$$

$$\varphi_{\lambda\beta}(x) = (x \oplus \lambda\beta) \ominus \lambda\beta = \varepsilon_{\lambda\tilde{\beta}}(\delta_{\lambda\beta}(x)) \quad (7)$$

La apertura morfológica es de utilidad para eliminar detalles luminosos o claros en relación con elemento estructural quedando el resto de la imagen relativamente sin modificaciones. El cierre, en cambio, elimina detalles oscuros en relación con el elemento estructural. Con estas definiciones formamos una transformación que permite descubrir la información que la apertura y el cierre remueven: la transformada Top-Hat, que se define como la diferencia entre la imagen original y la apertura, llamada Top-Hat sobre blancos y, la diferencia entre el cierre y la imagen original, llamado Top-Hat sobre negros. Su notación es mostrada en las ecuaciones 8 y 9.

$$ThW_{\lambda\beta}(X) = X - \gamma_{\lambda\beta}(x) \quad (8)$$

$$ThB_{\lambda\beta}(X) = \varphi_{\lambda\beta}(x) - X \quad (9)$$

La principal desventaja de la aplicación de las operaciones morfológicas es la distorsión producida por el elemento estructural sobre las estructuras originales de la imagen. A diferencia de las transformadas morfológicas, en las que, a través de aperturas y cerraduras se eliminan ciertas regiones para resaltar algunos otros detalles, las transformadas por reconstrucción corresponden a un grupo de transformadas que permiten preservar la información de origen permitiendo eliminar ciertas zonas que previamente han sido marcadas de acuerdo algún propósito específico. En general, las transformaciones por reconstrucción se forman a partir de una imagen de referencia  $X$  y una imagen  $Y$  llamada “marcador” que crece al interior de la primera. Para construir estas transformaciones se hace uso del concepto de erosión y dilatación geodésica.

La dilatación geodésica de tamaño 1, es denotada en ecuación 10.

$$\delta_X^1(Y) = X \cap \delta_B(Y) \quad (10)$$

Cuando esta dilatación es iterada hasta la estabilidad, obtenemos la transformación por reconstrucción dada por ecuación 11.

$$\rho_X(Y) = R(X, Y) = \lim_{n \rightarrow \infty} \delta_X^n(Y) = \delta_X^1 \delta_X^1 \dots \delta_X^1(Y) \quad (11)$$

Dado que las operaciones morfológicas son duales, entonces, para el caso de la erosión geodésica, tenemos la notación para tamaño 1 en la ecuación 12.

$$\varepsilon_X^1(Y) = X \cap \varepsilon_\beta(Y) \quad (12)$$

Iterando hasta la estabilidad, obtenemos la transformación dual por reconstrucción dada por la ecuación 13.

$$\rho_X^*(Y) = R^*(X, Y) = \lim_{n \rightarrow \infty} \varepsilon_X^n(Y) = \varepsilon_X^1 \varepsilon_X^1 \dots \varepsilon_X^1(Y) \quad (13)$$

Cuando el conjunto marcador Y es igual a la erosión X, obtenemos la apertura y cierre por reconstrucción, ecuaciones 14 y 15.

$$\tilde{Y}_{\lambda B}(X) = \lim_{n \rightarrow \infty} \delta_X^n(\varepsilon_{\lambda B}(X)) = R(X, \varepsilon_{\lambda B}(X)) \quad (14)$$

$$\tilde{\varphi}_{\lambda B}(X) = \lim_{n \rightarrow \infty} \varepsilon_X^n(\delta_{\lambda B}(X)) = R(X, \delta_{\lambda B}(X)) \quad (15)$$

De la misma forma en que fueron establecidas las operaciones Top-Hat morfológica sobre blancos y Top-Hat sobre oscuros, para el caso de la reconstrucción tenemos las ecuaciones 16 y 17.

$$ThW(X) = X - \tilde{Y}_{\lambda B}(X) \quad (16)$$

$$ThB(X) = \tilde{\varphi}_{\lambda B}(X) - X \quad (17)$$

Con los elementos mostrados, a continuación, describiremos como es utilizada esta última transformada para poder intercambiar la información de dos imágenes.

### Modelo LIP como Operador Primitivo de Fusión

Una de las premisas para llevar a cabo la fusión de imágenes, es encontrar un operador que, a nivel de pixel, adicione sus valores y cuyo resultado este acotado a un rango que, para efectos de imágenes codificadas en 8 bits, sea 255. Dado que el operador de adición LIP cumple con esta premisa, se verá a continuación que es lo que ocurre cuando aplicamos este operador sobre 2 imágenes de entrada. En la figura 3, se presenta una imagen visual y una de tipo IR de la misma escena. El resultado de aplicar el operador de adición LIP sobre estas entradas se puede apreciar en figura 4.



Figura 3 Imágenes de entrada.



Figura 4 Resultado de la adición LIP al conjunto de imágenes de entrada.

Como se aprecia en la figura 5, si bien la imagen resultante muestra el contenido de las dos de entrada, aún no es posible apreciar con detalle la información complementaria que la imagen IR aporta. Con la intención de amplificar algunos detalles, a través de la ecuación 3, determinamos el valor de  $\alpha = 0.8956$  para la imagen resultante y aplicamos el producto LIP por este escalar de la ecuación 2. El resultado se muestra en la figura 5.

Observe cómo, efectivamente algunas zonas se ven más claras en comparación con el resultado obtenido en la figura 4, sin embargo, ésta imagen y al igual en el primer resultado, no es posible apreciar la información complementaria que aporta la imagen IR a toda la escena. Es necesario, entonces, encontrar un mecanismo

que, a partir de la adición y multiplicación LIP sobre imágenes de entrada, incorpore los detalles complementarios para terminar el proceso de fusión.



Figura 5 Producto LIP por escalar de la adición de dos imágenes de entrada.

### Modelo Fusión Morfológica usando LIP Model (MLiF)

Como se expuso en la sección anterior, el operador de adición LIP en conjunto con el operador de multiplicación LIP por un escalar, nos ofrece una primera aproximación a un modelo de fusión en el que la información contenida en la imagen fusionada represente en mayor medida la información de las imágenes de entrada.

Para incluir en el resultado final de la fusión la información complementaria de la imagen IR, se propone entonces la extracción de características de la siguiente manera. Sea  $F(x, y)$  y  $G(x, y) \forall (x, y) \in \mathbb{N}$  dos imágenes definidas en  $2^n$  niveles de grises con  $n = 8$ . Aplicando las ecuaciones 16, 17 a las imágenes de entrada, obtenemos las ecuaciones 18, 19, 20 y 21.

$$thW(F) = F - \tilde{\gamma}_{\lambda\beta}(F) \quad (18)$$

$$thB(F) = \tilde{\varphi}_{\lambda\beta}(F) - F \quad (19)$$

$$thW(G) = F - \tilde{\gamma}_{\lambda\beta}(G) \quad (20)$$

$$thB(G) = \tilde{\varphi}_{\lambda\beta}(G) - G \quad (21)$$

Donde  $\beta$  es un elemento estructural plano de  $3 \times 3$  y  $\lambda \in \mathbb{N}$ . Con estas transformaciones por reconstrucción, obtenemos dos nuevos conjuntos que los denotamos en las ecuaciones 22 y 23.



$$Dn = V(thW(F), thB(F)) \tag{22}$$

$$Dm = V(thW(G), thB(G)) \tag{23}$$

Y representan las zonas más claras que sobresalieron en función del tamaño del elemento estructural. A continuación, se determinan las estructuras brillantes de ambas imágenes de entrada a través de una función de composición denotada en las ecuaciones 24 y 25.

$$C_{m,n} = Dn \circ Dm = \begin{cases} 2^n & \text{si } Dn > Dm \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \tag{24}$$

$$\bar{C}_{m,n} = C_{m,n} \tag{25}$$

Esta función de composición permite unir las zonas brillantes de ambas imágenes de entrada que fueron obtenidas a través de las transformaciones morfológicas Top – Hat. Esta función de composición es filtrada para homogenizar las zonas brillantes. Finalmente, la imagen fusionada se obtiene mediante la ecuación 26.

$$Fm(F, G) = \begin{cases} \alpha * (F \dot{+} G) + Dn & \text{si } \bar{C}_{m,n} = 2^n \\ \alpha * (F \dot{+} G) & \end{cases} \tag{26}$$

En la figura 6, se presenta de manera gráfica una representación del método que acabamos de describir y, en la figura 7, se muestra el pseudocódigo de este.

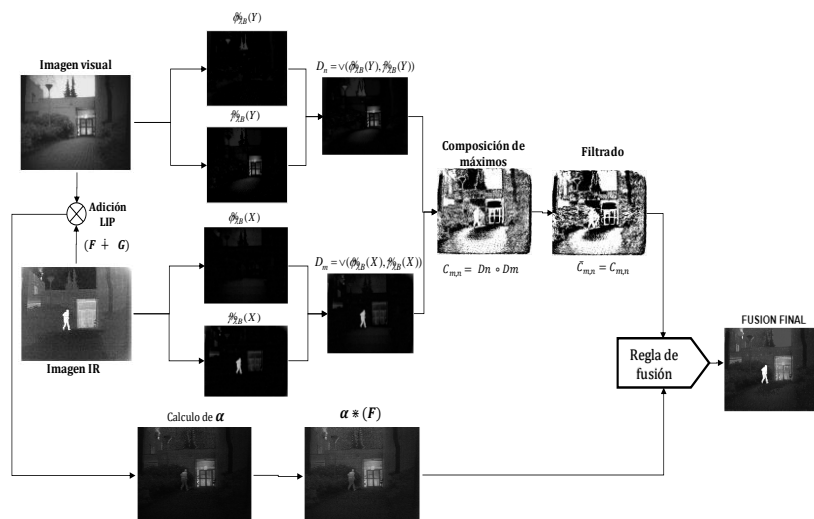


Figura 6 Diagrama de bloques del modelo MLiF.

**Algoritmo propuesto**

```

inputs : Imagen visual ( $I_{vis}$ ), Imagen IR ( $I_{ir}$ )
output : imagen fusionada ( $ImFus$ )

lipAdd  $\leftarrow$  adición LIP( $I_{vis}, I_{ir}$ )
alphaLIP  $\leftarrow$  cálculo del parámetro  $\alpha$ 
preFusLIP  $\leftarrow$  producto escalar LIP(lipAdd, alphaLIP)

IvisTNW  $\leftarrow$  TopHat( $I_{vis}$ )
IvisTnB  $\leftarrow$  BottonHat( $I_{vis}$ )
Dn  $\leftarrow$  max(IvisTNW, IvisTnB)

IirTNW  $\leftarrow$  TopHat( $I_{ir}$ )
IirTnB  $\leftarrow$  BottonHat( $I_{ir}$ )
Dm  $\leftarrow$  max(IirTNW, IirTnB)

Para todo pixel (i, j) de Dn hacer
    Si Dn > Dm entonces
        Rn(i, j)  $\leftarrow$  2n
    sino
        Rn(i, j)  $\leftarrow$  0
fin para todo

medianRn  $\leftarrow$  filtro de mediana(Rn)

Para todo pixel(i, j) de Rn hacer
    Si medianRn(i, j) == 2n
        ImFus(i, j)  $\leftarrow$  preFus(i, j) + Dn(i, j)
    sino
        ImFus(i, j)  $\leftarrow$  preFus(i, j)
fin para todo
    
```

Figura 7 Pseudocódigo del método propuesto.

### 3. Resultados

#### Conjuntos de Datos Experimentales

Para comprobar la eficiencia del método propuesto, se utilizó un conjunto de 20 pares de imágenes como entrada, previamente registradas y que fueron tomadas de TNO Humans Factors<sup>1</sup>, que contienen tomas militares en diferentes escenarios y que fueron tomadas con diferentes tipos de cámaras. En la figura 8 se muestran los 20 pares de imágenes de entrada que se utilizaron para validar nuestro modelo de fusión; a la izquierda de cada par tenemos la imagen IR y a la derecha se muestra la misma escena, pero en imagen visual. La eficiencia de un método puede valorarse desde dos puntos de vista: a partir de la aplicación que lo requiere a través del observador que hará uso de la fusión y, a través de métricas que cuantifiquen el grado en que la información de entrada fue intercambiada para obtener un resultado final. En cuanto a la primera, pudiera resultar un poco complicado determinar qué método de fusión fue el mejor ya que, visualmente la diferencia entre un resultado y otro pudiera no ser claramente perceptible.

Quizá para alguna aplicación en particular, para un observador, un determinado método es mejor frente a otro. Bajo esta idea, la valoración de eficiencia se dará en términos cualitativos y será subjetiva ya que estará sujeta a la apreciación del observador y estará en función de lo que pudiera buscar o esperar.

<sup>1</sup> El conjunto de datos de entrada está disponible en [http://figshare.com/articles/TNO\\_Image\\_Fusion\\_Dataset/1008029](http://figshare.com/articles/TNO_Image_Fusion_Dataset/1008029)

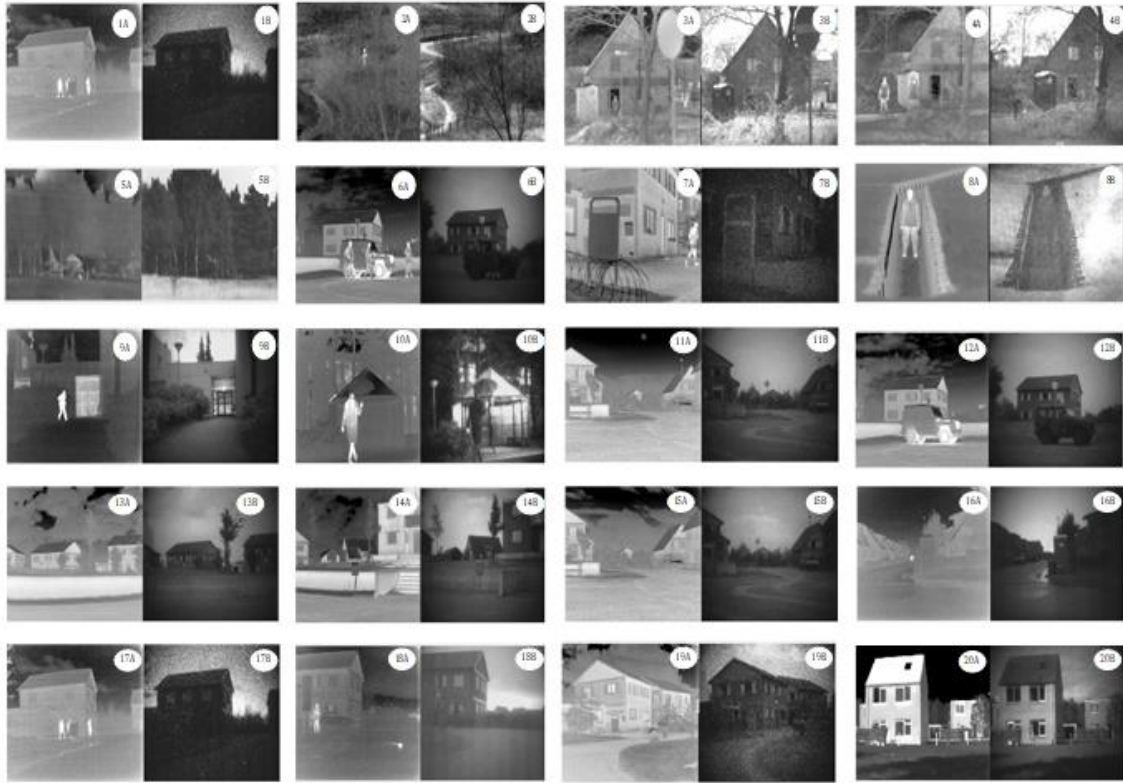


Figura 8 Conjunto de datos experimentales.

Por otro lado, para valorar de manera cuantitativa la posible ventaja de un modelo sobre otro, se utilizaron algunos indicadores que comparan la similitud, los contornos, el contenido de información, el contraste, entre otras, de las imágenes de entrada con la imagen fusionada. Esto no quiere decir, a priori, que un indicador sea mejor que otro, simplemente miden cosas diferentes. Para este estudio, fueron utilizados cuatro indicadores, i.e., Correlación Cruzada (Corr2D), Error Cuadrático Medio (RMSE), el Índice de la Calidad de la Fusión (IoQ) y el Índice de Similitud Estructural (SSIM). La definición de estos cuatro indicadores se presenta a continuación:

- Correlación Cruzada (Corr2D): Es una medida estadística de similitud entre dos variables aleatorias. Para determinar la correlación de la imagen fusionada contra las originales, decimos que nuestro valor de correlación es el producto de la correlación de las originales contra la fusionada. Es decir, si  $r_{AF} = \frac{\sum_m \sum_n (A_{mn} - \bar{A})(F_{mn} - \bar{F})}{\sqrt{(\sum_m \sum_n (A_{mn} - \bar{A})^2)(\sum_m \sum_n (F_{mn} - \bar{F})^2)}}$  es la correlación de la imagen A

(una del conjunto de entrada) con la fusionada (F) y  $r_{BF} = \frac{\sum_m \sum_n (B_{mn} - B)(F_{mn} - F)}{\sqrt{(\sum_m \sum_n (B_{mn} - B)^2)(\sum_m \sum_n (F_{mn} - F)^2)}}$  es la correlación de la imagen B (la segunda del conjunto de entrada) con la fusionada, entonces nuestro indicador de fusión será:  $r_{AF} * r_{BF}$ .

- Error Cuadrático Medio (RMSE), permite cuantifica el error medio entre cada una de las imágenes de entrada contra la imagen fusionada.
- El Índice de Calidad de la Fusión (IoQ), es una métrica que combina el coeficiente de correlación, la distorsión lumínica y la distorsión del contraste e indica el grado con el que se integraron las imágenes de entrada en la fusionada. El máximo de este valor es 1 y es alcanzado cuando la totalidad de las entradas están integradas en la fusionada.
- El Índice de Similitud Estructural (SSIM) es un indicador que permite valorar calidad de la fusión con base a la degradación de estructuras de información contenidas en la imagen fusionada contra otra de referencia comparando patrones locales de intensidad que han sido normalizados en luminancia y contraste.
- Para contrastar los resultados y poder valorar si el método propuesto es eficiente, se utilizó el mismo conjunto de imágenes con dos algoritmos de fusión que también hacen uso de transformaciones morfológicas para lograr la fusión y que han sido reportados en [Toet, 1989] [Mukhopadhyay, 2001]. Todos los experimentos se realizaron en una laptop con Intel core i5 a 3.3 GHz y 8 GB de memoria y los algoritmos fueron codificados de Matlab.

## Resultados Obtenidos

Los resultados de nuestra experimentación son mostrados en la figura 9. En esta gráfica se presenta el comparativo de la fusión realizada por 3 métodos diferentes. En la imagen de la izquierda, se aprecia el resultado del método propuesto, al centro se presenta el método reportado [Toet, 1989] y a la derecha la fusión realizada por el método reportado en [Mukhopadhyay, 2001]. Visualmente se puede apreciar que los tres métodos de fusión cumplen el objetivo de integrar las imágenes de entrada.

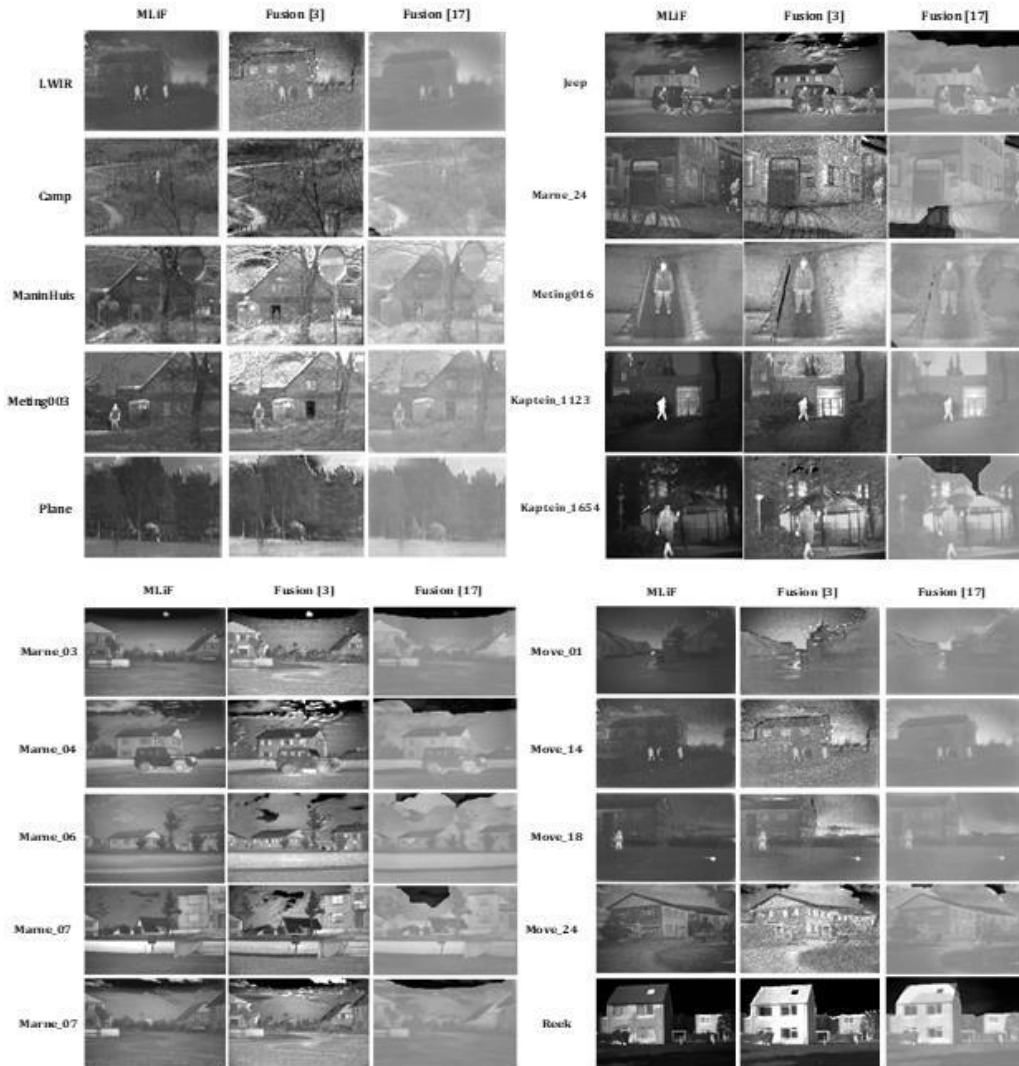


Figura 9 Resultados de la fusión de imágenes de entrada y su comparación con dos métodos de fusión.

Sin embargo, también es posible observar que, en algunos pares fusionados por los métodos reportados en [Toet, 1989], [Mukhopadhyay, 2001] no fusiona de forma eficiente. Se aprecian zonas que no fueron fusionadas o bien, aparecieron algunos contornos que ninguna de las originales tiene y esto es debido a la cantidad de escalamientos del elemento estructural que fueron usados para llevar a cabo la fusión. La ventaja del modelo propuesto es que el elemento estructural no es escalado, su tamaño permanece fijo y solo es usado para extraer la información complementaria de la toma IR e integrarla a la adición LIP previamente realizada.

En la tabla 1 se presentan los resultados obtenidos de aplicar el modelo de fusión propuesto y la fusión realizada con los dos modelos mencionados. Las celdas marcadas indican el mejor método de fusión de cada una de las imágenes de entrada. Se puede apreciar, que el indicador IoQ resultó el mejor método en la gran mayoría. Sin embargo, para el indicador SSIM el método propuesto fue el mejor en 13 de los 20 pares de entrada. En cuanto a la correlación cruzada 9 de los 20 pares de entrada y para el error cuadrático medio 10 de los 20 pares el método propuesto resulto mejor.

Tabla 1 Tabla comparativa de modelos de fusión con diferentes indicadores.

	IoQu			PEARSON			RMSE			SSIM		
	MLiF	Fusion[3]	Fusion[17]	MLiF	Fusion[3]	Fusion[17]	MLiF	Fusion[3]	Fusion[17]	MLiF	Fusion[3]	Fusion[17]
Lwir	-0.0041	0.1408	0.0972	-0.0041	0.0075	-0.0849	8.2542	10.5531	22.5769	0.3873	0.1611	0.2648
Camp	0.0472	0.2148	0.0608	0.0472	0.1137	-0.0577	0.7724	0.9917	55.9463	0.3760	0.3550	0.2407
MainHuis	0.1122	0.2513	0.1171	0.1122	0.1816	-0.0129	25.8455	7.4859	9.8593	0.3140	0.3654	0.4332
Meting003	0.0204	0.2339	0.1136	0.0204	0.0105	-0.0546	17.8241	5.6631	8.4309	0.4068	0.4194	0.5034
Plane	0.2032	0.2194	0.1017	0.2032	0.1998	-0.0064	3.4090	2.0385	19.3434	0.5934	0.6223	0.5894
Jeep	-0.0727	0.2218	0.1325	-0.0727	-0.0307	-0.1971	6.3579	9.3890	35.1170	0.4139	0.3039	0.3473
Marne_24	0.1563	0.1932	0.1641	0.1563	0.2156	0.0451	8.1696	7.7910	15.4476	0.2873	0.1441	0.2261
Meting016	0.1879	0.1735	0.0748	0.1879	0.0483	0.0671	2.9577	2.4209	3.7885	0.5958	0.4812	0.5388
Kaptein_1123	0.3097	0.2960	0.0829	0.3097	0.3129	0.2435	8.5048	4.5340	50.7185	0.3869	0.4018	0.3377
Kaptein_1654	0.2459	0.1383	0.0614	0.2459	0.2171	0.1065	16.8994	4.4315	30.0477	0.2775	0.3146	0.3455
Marne_03	-0.0646	0.1916	0.1236	-0.0646	-0.1132	-0.1467	14.2445	18.0274	25.3263	0.4042	0.2421	0.3723
Marne_04	-0.0691	0.2293	0.1303	-0.0691	-0.0159	-0.1776	8.3654	15.6860	24.6565	0.4104	0.2612	0.3759
Marne_06	0.0516	0.2025	0.1410	0.0516	-0.0664	0.0128	10.9190	6.2471	15.6696	0.4471	0.3662	0.4611
Marne_07	-0.0160	0.2594	0.1385	-0.0160	0.0340	-0.1257	10.9692	12.7138	28.6898	0.4341	0.3228	0.3845
Marne_11	0.0956	0.2024	0.1377	0.0956	-0.0324	-0.0954	10.8614	15.4343	17.8831	0.4354	0.2619	0.4046
Move_01	-0.0848	0.2054	0.0942	-0.0848	0.0357	-0.0552	7.9024	9.2538	17.6585	0.5392	0.3592	0.4753
Move_14	-0.0584	0.1350	0.0911	-0.0584	0.0724	-0.1953	10.3856	15.6774	24.6844	0.3756	0.1427	0.2516
Move_18	0.0823	0.3532	0.0904	0.0823	-0.0381	0.0144	5.1085	1.9798	5.9776	0.5601	0.5142	0.5580
Move_24	0.0388	0.1432	0.1295	0.0388	0.1314	0.0452	11.9498	16.8183	15.1465	0.3192	0.1206	0.2626
Reek	0.3668	0.2306	0.1199	0.3668	0.3519	0.0596	18.5196	4.0143	25.8226	0.2614	0.3782	0.2314

#### 4. Discusión

Por los resultados obtenidos, se concluye qué si bien el uso de indicadores permite cuantificar el grado de fusión de un método sobre otro, el resultado también dependerá de qué es lo que mida un indicador en particular y cómo lo hace. Mientras un indicador pudiera concluir que un método de fusión resultó

mejor que otro, para otro indicador que mida algo distinto, tal vez otro método de fusión resulte más eficiente. Por tanto, no habrá un indicador a través del cual podamos concluir que un método es mejor que otro y por esta razón los métodos de fusión deberán de estar en función de la aplicación para la que se quiera y de lo que el observador este buscando y/o esperando encontrar.

## **5. Conclusiones**

En este estudio se mostró el uso de los operadores básicos del modelo LIP para fusionar imágenes visuales e imágenes IR. Obtenemos una imagen “pre-fusionada”, tomando como base la adición LIP de las imágenes de entrada. Posteriormente, aplicando el operador de producto LIP por un escalar  $\alpha$  de esta “pre-fusión” logramos acentuar las zonas más brillantes. Sin embargo, también se mencionó que la sola aplicación de éstas operación no es suficiente para lograr una fusión de calidad, ya que estos operadores operan a nivel de pixel y no permite extraer la información complementaria que ofrecen las tomas IR de una escena en particular. Se usaron las transformaciones por reconstrucción Top Hat para extraer dicha información y desarrollamos un modelo de fusión que permite unir el resultado de este procesamiento al resultado que ofrecen los operadores de adición y multiplicación por un escalar LIP.

Dado que el método propuesto hace uso de transformaciones morfológicas, hemos comparado nuestra propuesta contra dos métodos que se han reportado en [Toet, 1989] [Mukhopadhyay, 2001] que también hace uso de estas transformaciones y que, además, hacen uso del procesamiento multi-escala, haciendo que el proceso de fusión resulte más complejo. Los resultados revelan que, en términos visuales, nuestra propuesta resultó mejor ya que solo empleamos las transformaciones morfológicas para extraer la información complementaria y la agregamos a la pre-fusión realizada a través del modelo LIP, evitando de esta manera, la aparición de contornos no deseados como fue el caso con los otros dos modelos.

Se ha mostrado, cómo cuatro indicadores que actúan de diferente manera reportan que, de acuerdo a como realiza la medición, un método de fusión resulta

efectivo para ciertas imágenes mientras que para otras el mismo indicador pudiera ser diferente. Esto nos habla de la complejidad del proceso de fusión de señales y que su efectividad estará acompañada por dos factores: de la aplicación para la cual será utilizada y de lo que un observador espera encontrar.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Gyaourova A., G. Bebis, I., Fusion of infrared and visible images for face recognition. *Computer Vision–ECCV*, 2004.
- [2] Lewis J. J., R.J. O’Callaghan, S.G. Nikolov, D.R. Bull. Pixel–and region-based image fusion with complex wavelets. *Information Fusion*, Volume 8, Issue 2, pp. 119–130, 2007.
- [3] Li S., X. Kang, J. Hu, B. Yang. Image matting for fusion of multifocus in dynamic scenes. *Information Fusion* 14, pp. 147–162, 2013.
- [4] Li T., Y. Wang, C. Chang, N. Hu, Y. Zheng, Color-Appearance based fusion of gray and pseudo-color images for medical applications. *Information Fusion* 19, pp. 103–114, 2014.
- [5] Ma J., C. Chen, C. Li, J. Huang, Infrared visible image fusion via gradient transfer and total variation minimization. *Information Fusion* 31, 2016.
- [6] Matsopoulos G. K., S. Marshall, Application of morphological pyramids: fusion of MR and CT phantoms. *Journal of Visual Communications and Image Representation* 6 (2), PP. 167 –207, 1995.
- [7] Mayet F., J.C. Pinoli, M. Jourlin, Physical Justification and applications of the LIP Model for the Processing of transmitted light images. *Traitement du Signal*, Volume 13 No. 3, 1996.
- [8] Michoud P., J.C. Pinoli, M. Jourlin, Les applications industrielle et biomédicales du modèle LIP, *Seizème Colloque Gretsi*, pp. 15–19, Septembre 1997.
- [9] Mukhopadhyay S., B. Chanda, Fusion of 2D grayscale images using multiscale morphology. *Pattern Recognition* 34, pp. 1939–1949, 2001.
- [10] Omar A., T. Stathaki. Image Fusion: an overview. *Fifth International Conference on Intelligent System, modelling and Simulation*, 2014.



- [11] Piella G., A general framework for multiresolution image fusion: from pixels to regions. *Information Fusion* 4, pp. 259-280, 2003.
- [12] Pinoli J. C., The Logarithmic Image Processing Model: Connection with Human Brightness Perception and Contrast Estimator. *Journal of Mathematical Imaging and Vision* 7, pp. 341–158, 1997.
- [13] Pohl C., J.L. Genderen, Multisensor image fusion in remote sensing. *International Journal of Remote Sensing*. 19 (5), pp. 823–854, 1998.
- [14] Singh R., A. Khare, Fusion of multimodal medical using Daubechies complex wavelet transform–A multiresoution approach. *Information Fusion* 19, pp. 49–60, 2014.
- [15] Toet A., Image Fusion by ratio of low–pass pyramind. *Pattern Recognition Letters* 9 (4), pp. 245–253, 1989.
- [16] Toet A., Hierarchical Image Fusion, *Machine Vision and Applications*, 1990.
- [17] Toet A., Multiscale contrast enhancement with applications to image fusion. *Optical Engineering* 31(5), pp. 1026-1031, may 1992.
- [18] Toet A., Merging thermal and visual images by a constrast pyramids. *Optical Engineering* 28(7), pp. 789 -792, July 1989.
- [19] Xue Z., R.S.Blum, Concealed Weapon Detection Using Color Image Fusion. Electrical and Computer Engineering Deparment. Lehigh University, 2003.
- [20] Yang S., M. Wang, L. Jiao. Fusion of multispectral and panchromatic images based on support value transform and adaptive principal component analysis. *Information Fusion* 13, pp. 177–184, 2012.

# MÓDULO DE CONTROL DE CARGA PARA EVALUAR CELDAS DE COMBUSTIBLE -HARDWARE-

***Shirley Yahaira Echánove Gómez***

Universidad Autónoma del Carmen

*mrodriguez@pampano.unacar.mx*

***Marco Antonio Rodríguez Blanco***

Universidad Autónoma del Carmen

*mrodriguez@pampano.unacar.mx*

***Juan Manuel Tadeo Sierra Grajeda***

Universidad Autónoma del Carmen

*mrodriguez@pampano.unacar.mx*

***Luis Enrique Vidal Burelo***

Universidad Autónoma del Carmen

*mrodriguez@pampano.unacar.mx*

## **Resumen**

En este trabajo se presenta el acondicionamiento eléctrico-electrónico de un prototipo de control de cargas eléctricas para evaluar celdas de combustible utilizando componentes mínimos como una tarjeta Raspberry Pi para el control secuencial, interfaz hombre máquina HMI y adquisición de datos, así como la utilización de un opto acoplador lineal como sensor de voltaje y relevadores mecánicos para la etapa de potencia. El objetivo en términos generales de este prototipo es por un lado optimizar los costos de desarrollo y por otro proporcionar una HMI amigable y adecuado de protocolo abierto para obtener curvas de polarización en celdas de combustible con capacidad de 1.5 kW.

**Palabras Claves:** Cargas eléctricas, celdas de combustible, interfaz hombre máquina, instrumentación.

## **Abstract**

*This paper presents the electrical-electronic conditioning of a prototype electric charge control to evaluate fuel cells using minimal components such as a Raspberry Pi card for sequential control, human machine interface HMI and data acquisition, As well as a linear optocoupler voltage sensor and mechanical relays for the power stage. The main objective is to optimize development costs as well as to have a friendly and adequate open protocol HMI*

**Keywords:** *Electrical loads, fuel cells, Human Machine Interface, instrumentation.*

## **1. Introducción**

Actualmente las principales fuentes de energía a nivel mundial provienen de los combustibles fósiles y debido al alto consumo de estos, es conveniente cuestionarse cuanto tiempo durarán las reservas, además hay que tomar en cuenta que la producción excesiva de CO<sub>2</sub> está afectando las condiciones atmosféricas. Existen diversas fuentes de energías limpias alternativas como la solar y eólica, el problema es que la producción está restringida a la falta de energía solar y altas velocidades de viento o intermitencia respectivamente, en tanto que la energía geotérmica, hidráulica y bioenergía se limitan a la disponibilidad localizada de ciertos puntos energéticos y que difícilmente puedan ser portables en un medio móvil.

Por otro lado, la celda de combustible es dispositivo que convierte la reacción química de oxidación de un combustible y reducción de un oxidante (frecuentemente hidrógeno y oxígeno) en energía eléctrica. Entonces, las celdas de combustible en conjunto con los sistemas fotovoltaicos y aerogeneradores pueden acoplarse para almacenar energía en forma de hidrógeno y producir electricidad en periodos en los que no se disponga de energía solar o eólica. La utilización de las celdas de combustible para sistemas aún sigue en desarrollo y comúnmente está siendo investigada en laboratorios que poseen bastos recursos económicos dado el alto costo de los equipos instrumentales tales como el emulador de cargas eléctricas entre otros.

Una de las principales barreras para la investigación científica en los países en desarrollo es la falta de instrumentación e instalaciones. En este caso de celdas de combustible, los instrumentos de monitoreo comercial son caros y generalmente están fuera del límite del presupuesto de los científicos locales. El hardware de código abierto puede proporcionar una solución a las necesidades de equipamiento para los investigadores nacionales y otros países en desarrollo. La filosofía de código abierto [Coley, 2017] es dotar a los usuarios de esquemas, componentes, costos de material y disposición de circuitos, el hardware de código abierto se está empleando para muchos elementos que van desde microcontroladores [Davison, 2004], hasta redes de sensores inalámbricos [Bermann, 2010], y una variedad de diferentes equipos de laboratorio [Harnett, 2011]. Por otra parte, en cuanto a medición de corriente y voltaje para caracterizar el desempeño celdas solares, en el mercado existen trazadores de curvas I-V como se propone en [Tatiana, 2014] que emulan una corriente alta mediante un circuito de conexión y desconexión de cargas capacitivas para generar un impulso de corriente durante un tiempo transitorio como se muestra en la figura 1. En el esquema general trazador de curvas I-V la carga se desconecta temporalmente para activar una carga capacitiva durante un tiempo suficiente en donde es posible alcanzar corrientes transitorias muy altas al mismo tiempo que la medición de I-V son realizadas ( $S1=B$  y  $S2=1$ ) al término de la medición  $S2$  se libera y  $S3$  se activa durante un cierto tiempo para descargar el capacitor ( $S2=0$  y  $S3=1$ ) y poder comenzar en cualquier momento una nueva caracterización.

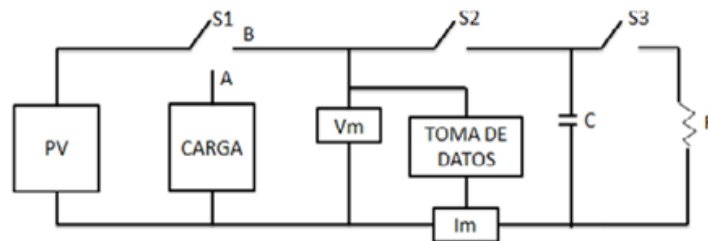


Figura 1 Esquema general Trazador de curvas I-V.

El esquema anterior resulta ser exclusivamente para evaluar celdas solares dado que la caracterización es durante un tiempo transitorio (micro o milisegundos)

determinado por la resistencia interna  $R_s$  de la celda PV y el capacitor C. El problema que presenta en el anterior esquema es que no puede ser utilizado para evaluar celdas de combustible dado que la reacción química del hidrogeno y oxigeno esta dado en el orden de los segundos. Por otro lado, el instituto de energías renovables IER del grupo de materiales solares de la UNAM con sede en Temixco Morelos México [Romero, 2015] ha desarrollado un equipo en proceso de patente el cual instrumenta sensores de corriente y voltaje dedicados a medir parámetros de celdas solares y de combustible por lo que su desarrollo se orienta enfáticamente al software. Sin embargo, en muchas ocasiones la carga tanto para celdas solares como de combustible no puede ser llevada al laboratorio por lo que la emulación de la carga es muy conveniente tal como lo proponemos en este trabajo. Por otro lado, [Ocampo, 2014] no solo diseñó la interfaz gráfica sino también diseñó el control del flujo y el control de cargas para caracterizador celdas de combustible, el problema principal es que la carga resistiva es transitoria lo cual es adecuada para celdas solares, pero no para celdas de combustible debido al tiempo largo de estabilización de los gases de la celda.

En este trabajo se propone el desarrollo e implementación de un prototipo experimental para evaluar celdas de combustible de 1.5 kW con elementos tecnológicos mínimos y suficientes capaces de proporcionar al usuario la gráfica de polaridad y la densidad de potencia. La intención de este desarrollo es minimizar el costo de fabricación ya que los equipos actualmente comerciables son extremadamente caros

### **Celdas de Combustible**

Una celda de combustible es un dispositivo electroquímico que convierte la energía química de las reacciones de oxidación de un combustible y reducción de un oxidante, en energía eléctrica y calor [Morales, 2005]. Su concepto es similar al de una batería, consiste en la producción de electricidad mediante el uso de sustancias químicas, frecuentemente hidrógeno y oxígeno, donde el hidrógeno actúa como elemento combustible, y el oxígeno es obtenido directamente del aire. Hidrógeno + Oxígeno (del aire), es decir Electricidad + Calor + Agua.

Las celdas de combustible ofrecen muchas ventajas en comparación con los motores de combustión interna y las baterías, por ejemplo:

- No producen ninguna contaminación durante su operación y los únicos desechos son agua y calor.
- El agua producida tiene suficiente pureza para usarla como agua potable.
- Las celdas de combustibles son eficientes en un 40 – 50%, silenciosas y limpias.
- Reducción de peligro medioambiental inherente de las industrias extractivas.

Existen diversas aplicaciones de las celdas de combustible, tanto en C.C. estacionarias para aplicaciones de servicios públicos, redes de comunicación, como en la industria automotriz, algunos tipos de celdas de combustible existentes son:

- *Ácido fosfórico (PAFC)*: Su temperatura de operación es alrededor de los 220 °C. Es el tipo de C.C. más desarrollada a nivel comercial, su uso se encuentra en clínicas, hospitales, hoteles, edificios, escuelas, plantas eléctricas y terminales aeroportuarias. Con una eficiencia de más del 40% y cerca del 85% si el vapor es usado en cogeneración.
- *Polímero sólido (PEMFC)*: Con un rango de temperatura en operación de 50 a 100 °C, operan con una eficiencia de 40 a 60% y son capaces de manejar los grandes y repentinos cambios de potencia de salida, por eso son adecuadas para aplicaciones en automóviles y otros vehículos espaciales.
- *Carbonato fundido (MCFC)*: Con una temperatura de operación es alrededor de 600 °C, puede alcanzar de 50 a 60% de eficiencia y de 70 a 80% en aplicaciones de cogeneración, se implementan en aplicaciones estacionarias en servicios públicos y empresas, proporcionando energía primaria de alta calidad y energía de respaldo.
- *Oxido sólido (SOFC)*: Su temperatura de funcionamiento oscila alrededor de los 900 °C, estas C.C. tienen eficiencias eléctricas de 50 a 60% y de 70 a 80% en aplicaciones de cogeneración. Las SOFC son utilizadas en una

amplia gama de aplicaciones, desde pequeñas unidades de potencia auxiliar residencial que suministran calor y energía a los hogares hasta empresas grandes.

- *Metanol directo (DMFC)*: Operan en un rango de 50 a 60 °C, sus aplicaciones van desde pequeños aparatos electrónicos, como cargadores de baterías y portátiles, al igual que como energía estacionaria para copia de seguridad de las telecomunicaciones.
- *Alcalinas (AFC)*: Su temperatura de operación va desde 50 a 250 °C, con un potencial de eficiencia de 60% y de 80 a 90% en aplicaciones de cogeneración, son mejor conocidas por su participación en la NASA. Utilizan el hidrógeno como fuente de combustible y pueden fallar cuando se exponen a CO<sub>2</sub>, es por ello por lo que se utilizan principalmente en la industria aeroespacial controlada y aplicaciones bajo el agua.

### **Curva de Polarización**

Comúnmente la curva de polarización de una celda de combustible permite conocer el desempeño una pila o celda de combustible. En una curva de polarización, el eje de abscisas representa la densidad de corriente por unidad de área activa de la pila en A/cm<sup>2</sup> mientras que en el eje de ordenadas se representa la caída de tensión de la pila en Volts. En la figura 2 se representa la curva de polarización típica de una monocelda. Se observa que la curva está dividida en 3 regiones:

- Región 1 (Pérdidas por activación): Proviene de la energía de activación de las reacciones electroquímicas en los electrodos. Depende del material y la microestructura del electro catalizador y de la actividad química de los reactantes.
- Región 2 (Pérdidas Óhmicas): Se deben a la resistencia iónica en el electrolito y los electrodos, a la resistencia electrónica en los electrodos, colectores y a la resistencia de contacto. Son proporcionales a la densidad de corriente y dependen del tipo de material utilizado, la geometría de la celda y la temperatura.

- Región 3 (Pérdidas por concentración): Son el resultado de las limitaciones, debido a las tasas finitas de transferencia de masa de los reactantes y dependen fuertemente de la densidad de corriente y la estructura de los electrodos y las placas.

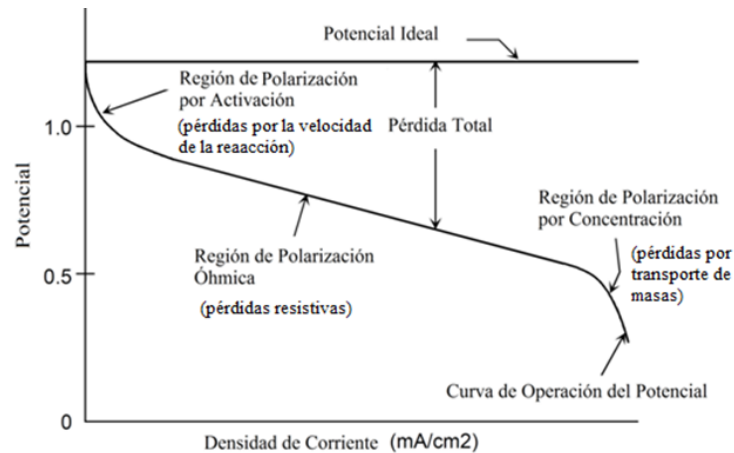


Figura 2 Curva de polarización típica de una pila de combustible tipo PEM.

El voltaje de la celda representa la máxima tensión que se puede extraer de la pila de combustible, siempre y cuando no existan pérdidas térmicas. La ecuación que describe la curva de polarización se muestra en la ecuación 1.

$$V_{cell} = E^{\circ}(T, P) - V_{act\_ánodo} - V_{act\_cátodo} - V_{ohmico} - V_{con\_ánodo} - V_{con\_cátodo} \quad (1)$$

Donde

$V_{cell}$	Tensión en la monocelda de combustible (V)
$E^{\circ}(T, P)$	Potencial de Nerst (V)
$V_{act\_x}$	Pérdidas por activación ya sea en ánodo o cátodo (V)
$V_{con\_x}$	Pérdidas por concentración (V)
$V_{ohmico}$	Pérdida óhmica (V)

En la ecuación 2 se define el potencial de Nerst siempre y cuando los gases se comporten como gases ideales.

$$E^{\circ}(T, P) = \frac{-\Delta G^{\circ}(T)}{nF} + \frac{RT}{nF} \cdot \ln \left[ \frac{\left( \frac{y_{H_2} P_{ánodo}}{P^{\circ}} \right) \left( \frac{y_{O_2} P_{cátodo}}{P^{\circ}} \right)^{1/2}}{\frac{y_{H_2O} P_{cátodo}}{P_{sat}(T)}} \right] \quad (2)$$



Donde:

$\Delta G^\circ(T)$	Variación de la función de Gibbs (J)
$n$	Número de electrones transferidos (2 para una PEM)
$F$	Constante de Faraday (96486 C/eq)
$R$	Constante de los gases ideales (8.314 J/(mol K))
$Y_i$	Fracción molar de la especie $i$
$P_i$	Presión en ánodo o cátodo (Pa)
$P^\circ$	Presión de referencia (101325 Pa)
$P_{sat}(T)$	Presión de saturación del agua a la temperatura T (Pa)

En las ecuaciones 3 y 4 se muestra el modelo simplificado de pérdidas por activación en el ánodo y el cátodo respectivamente, lo anterior siempre y cuando la densidad de corriente sea de un valor bajo.

$$V_{act\_ánodo} = \frac{RT}{\alpha_{ánodo} F} \cdot \ln\left(\frac{i}{i_{o,ánodo}}\right) \quad (3)$$

$$V_{act\_ánodo} = \frac{RT}{\alpha_{ánodo} F} \cdot \ln\left(\frac{i}{i_{o,ánodo}}\right) \quad (4)$$

Donde

$i_o$	Densidad de corriente de referencia (A/cm <sup>2</sup> )
$\alpha$	Coefficiente de transferencia de carga (Adimensional)
$i_{cell}$	Densidad de corriente de la celda (A/cm <sup>2</sup> )

## 2. Métodos

La configuración experimental del prototipo experimental para trazar curvas V-I se muestra en la figura 3. La innovación de este desarrollo se enfoca en hacer uso de recursos tecnológicos mínimos y suficientes para disminuir los costos de fabricación. En este sentido, el prototipo propuesto tiene como unidad central de proceso una tarjeta de bajo costo Raspberry Pi, con periféricos de bajo costo como teclado y mouse inalámbricos y como elemento visualizador un monitor. Además, los sensores de voltaje y actuadores de relevadores son totalmente aislados para garantizar una medición y actuación correcta.

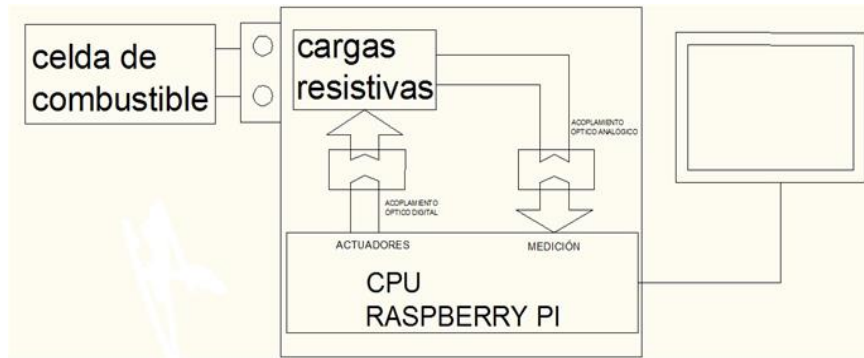


Figura 3 Configuración experimental propuesto para evaluación de celdas de combustible.

En la figura 4 se muestra de manera general un diagrama de tubería e instrumentación DTI normalizado el cual es utilizado para explicar el funcionamiento del módulo de control de carga propuesto.

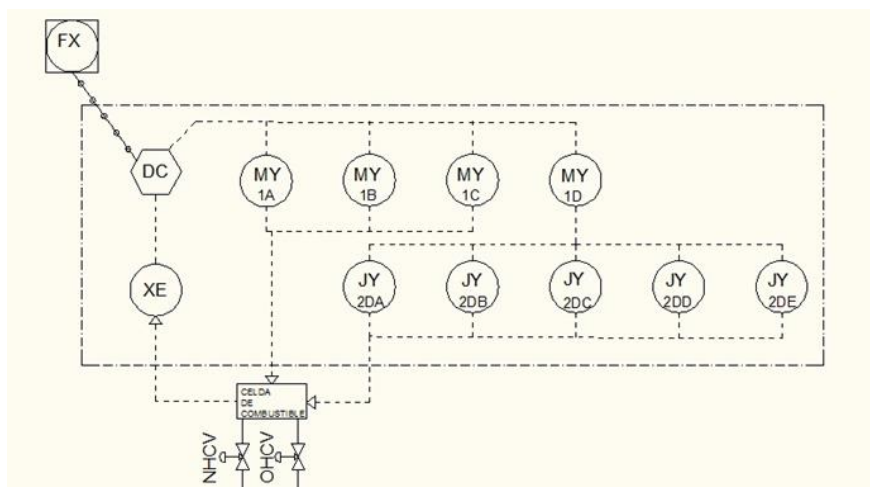


Figura 4 Diagrama de tubería e instrumentación del módulo de control de cargas.

De la figura anterior el DC (dispositivo de control Raspberry) comanda una señal de activación a los MY (módulos de relevadores) 1A, 1B, 1C, 1D, el MY 1D a su vez activa secuencialmente los JY (relevadores de potencia) 2DA, 2DB, 2DC, 2DD, 2DE. La carga activada es aplicada a la celda de combustible, el resultado de la prueba se puede visualizar en el FX (monitor), a su vez la celda de combustible es alimentada normalmente por hidrógeno y oxígeno a través de dos válvulas manuales NHCV y OHCV respectivamente.

## Análisis de las Cargas Resistivas Empleadas

Las cargas del módulo propuesto se basan en la conexión en paralelo de cargas totalmente resistivas por lo que la resistencia equivalente  $R_t$  esta dada por ecuación 5.

$$R_t = \frac{1}{\sum_{m=1}^n \left( \frac{1}{R_n} \right)} \quad (5)$$

Considerando al conjunto de resistencias iguales, entonces se ecuación 6.

$$\sum_{m=1}^n \left( \frac{1}{R_n} \right) = \frac{n}{R} \quad (6)$$

Y simplificando ecuación 1, se obtiene ecuación 7.

$$R_t = \frac{R}{n} \quad (7)$$

Para un valor de  $n$  taps o eventos de carga cualquiera, ecuaciones 8 a la 11.

$$R_{Unidades\_de\_n} = \frac{100\Omega}{unidades\_de\_n} \quad (8)$$

$$R_{Decenas\_de\_n} = \frac{10\Omega}{decenas\_de\_n} \quad (9)$$

$$R_{Centenas\_de\_n} = \frac{1\Omega}{centenas\_de\_n} \quad (10)$$

$$R_{Millares\_de\_n} = \frac{0.1\Omega}{millares\_de\_n} \quad (11)$$

Entonces la resistencia equivalente para un valor de  $n$  taps  $R_{t_n}$  es

$$R_{t_n} = \frac{1}{\frac{1}{R_{unidades}} + \frac{1}{R_{decenas}} + \frac{1}{R_{centenas}} + \frac{1}{R_{millares}}} \quad (12)$$

Por ejemplo, para  $n = 125$  taps o muestras:

$$R_{Unidades}=5, R_{Decenas}=20, R_{Centenas}=1, R_{Millares}=\alpha \text{ entonces } R_{t_n}=0.8 \text{ ohms}$$

## Sensores y Actuadores

Comúnmente para medición de corriente y voltaje de baja potencia no es necesario utilizar un aislamiento eléctrico de medición, cuando se utiliza la misma tierra. Sin embargo, cuando se manejan potencias elevadas el  $dv/dt$  suele incrementarse de manera significativa y provocar daños en la tarjeta de control. Para evitar problemas asociados a lo anterior, se diseñó un sensor de voltaje con aislamiento óptico utilizando un optoacoplador lineal IL300 como se muestra en la figura 5.

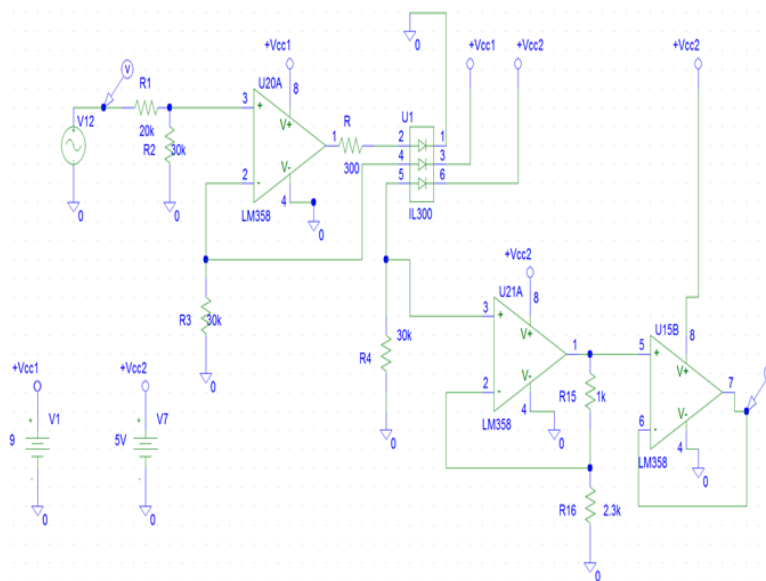


Figura 5 Circuito de medición de voltaje con el IC IL300.

Con respecto a los actuadores se utilizaron módulos de relevadores integrados con entradas optoacopladas lo cual no solo facilita la implementación, sino que también aíslan la etapa de potencia con el circuito de control, brindando seguridad al equipo.

## 3. Resultados

En la figura 6 se muestra el módulo de control de cargas desarrollado e implementado en la Universidad Autónoma del Carmen diseñado para evaluar celdas de combustible.

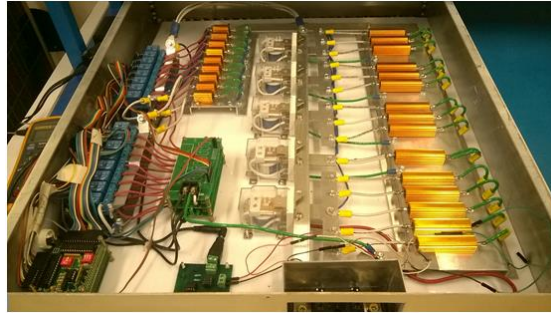


Figura 6 Módulo de control de cargas resistivas.

En la figura 7 se muestra la configuración experimental durante la evaluación de una celda de combustible de 4 ensambles con un área activa de 9 cm<sup>2</sup>.

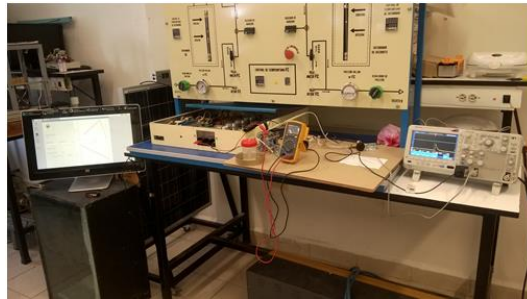


Figura 7 Configuración experimental durante la evaluación de una celda de combustible.

En la figura 8 se muestra el comportamiento de la activación de cargas resistivas en función del número de taps en donde es posible observar que el comportamiento no es lineal.

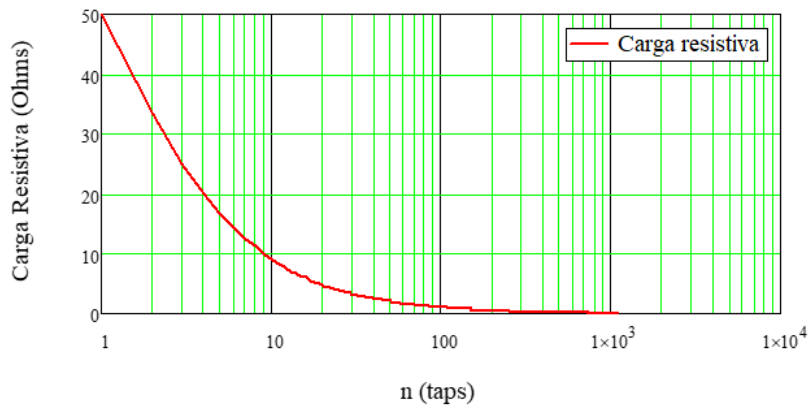


Figura 8 Carga resistiva Vs taps.

La figura 9 muestra la curva de polarización obtenida con la HMI desarrollada con la tarjeta de control Raspberry Pi en donde se observa el comportamiento característico.

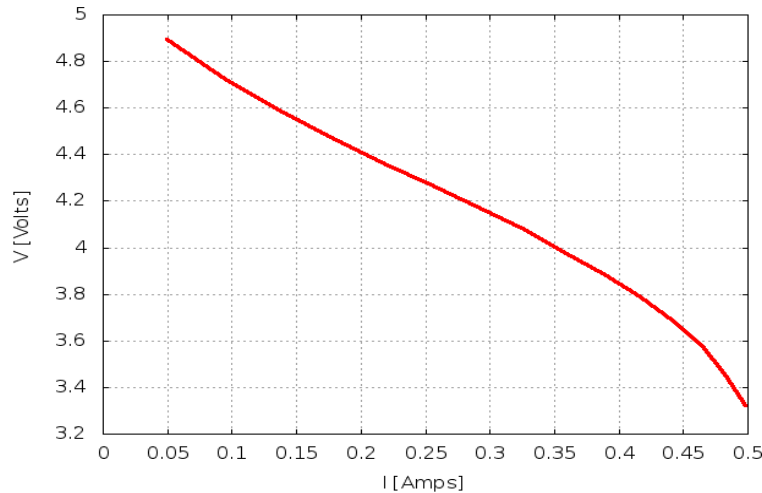


Figura 9 Curva de polarización obtenida con la HMI.

En la figura 10 se muestra la respuesta de una celda con insuficiente hidrógeno lo cual deja observar que el voltaje de inicio es de 2.5 volts en lugar de 4.8 volts (4 celdas de 1.2 volts) además se observa que cada vez que se aplica una carga, para este caso cada 3 segundos, la celda logra estabilizarse y el gradiente de voltaje cada vez es menor por lo que la corriente llegará a un valor máximo y de ahí en adelante disminuirá la corriente, tal como se muestra en la figura 11.

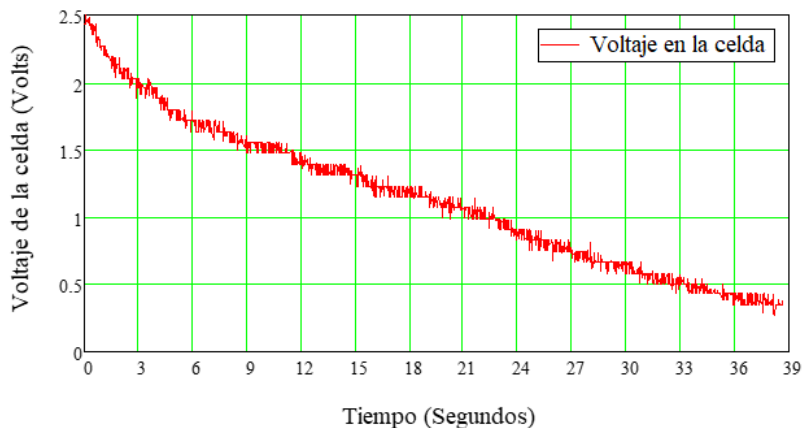


Figura 10 Estabilización del voltaje en la celda cada 3 segundos de conmutación.

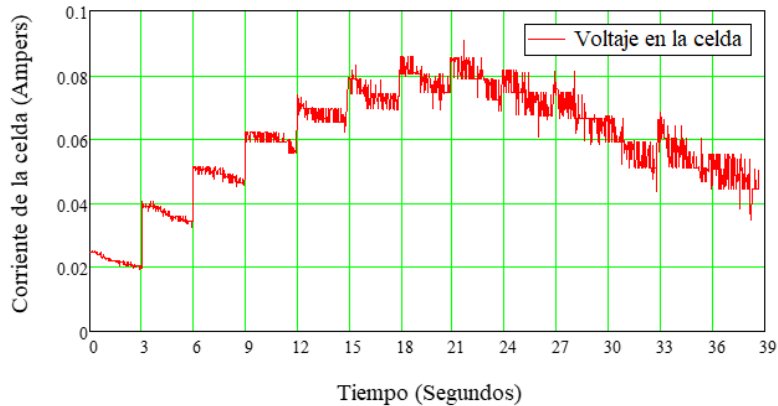


Figura 11 Estabilización de la corriente en la celda cada 3 segundos de conmutación.

La carga resistiva aplicada cada 3 segundos depende de la ecuación 12 para un valor de  $n = 13$  es decir 100, 50, 33.3, 25, 20, 166, 14.3, 12.5, 11.1, 10, 9.9, 8.33 y 7.69  $\Omega$ , respectivamente cada 3 segundos.

## 4. Discusión

### Cargas Eléctricas

A partir de la ecuación 12, el valor de  $Rt_n$  es posible obtenerlo en función de  $n$ . Sin embargo, la función inversa solo puede ser obtenida de manera precisa utilizando métodos numéricos o utilizando la tabla de identificación y de manera aproximada utilizando la gráfica representada en la figura 8. El decremento resistivo no lineal sobre esta misma gráfica podría parecer una desventaja, sin embargo, no lo es porque con pocos taps es posible alcanzar corrientes muy grandes y muchos taps el sistema tiene un mejor control del manejo de corriente.

### Sensores y Actuadores Aislados

Uno de los elementos esenciales de este prototipo es la correcta medición del voltaje en el bus+ de la celda de combustible. Es decir, la interferencia inducida en circuito a tierra se disminuyó utilizando el punto de medición lo más cercano físicamente a los bordes del bus+ de la celda, La interferencia capacitiva y electromagnética se reduce utilizando un gabinete metálico con conexión a tierra física y las inductancias parásitas de cableado en la etapa de potencia se reducen utilizando un diseño robusto con rieles de conexión y cableado estructurado.

## **Control**

La interfaz HMI desarrollada en la tarjeta Raspberry pi tiene como opciones principales:

- Controlar el tiempo de cada tap: esto es para lograr la estabilización de la reacción química y mantener un voltaje constante de la celda
- Controlar el número de tap: esto es alcanzar una corriente máxima dependiendo el voltaje de la celda bajo prueba
- Controlar el voltaje de referencia: esto es tener mejor resolución en la medición.
- Disponibilidad de la curva de polarización y densidad de potencia.
- Grabado de curvas en formato digital.

## **5. Conclusiones**

- El costo total de la implementación no sobrepasa a los \$13000 pesos mexicanos.
- El diseño robusto garantiza una confiable y precisa medición, Por otro lado, la exactitud de la medición seguirá siendo ajeno al desarrollo, dado que es problema principal de una certificación.
- La posible utilización de relevadores de estado sólido en lugar de mecánicos pudiera ser de gran provecho si el equipo estuviera trabajando de manera de manera continua.
- La corriente no es medida dado que es posible estimarla utilizando el voltaje medido y la carga resistiva por cada tap. Lo anterior podría parecer desventaja, pero no lo es, dado que se disminuyen aún más los costos, sin afectar el desempeño.

## **6. Bibliografía y referencias**

- [1] G. Coley. Take advantage of open source hardware internet: <http://www.edn.com/design/systems-design/4313253/Take-advantage-of-open-source-hardware>, 25 mayo 2017.



- [2] C. Harnett. Open-source hardware for instrumentation and measurement. *Instrumentation and measurement, Magazine, IEEE*, June 2011.
- [3] Laura Romero., Open-source hardware. *Gaceta digital UNAM*, no. 4742, pp. 12, Lunes 23 de noviembre de 2015.
- [4] Morales Coutiño M., Desarrollo de un emulador de celdas de combustible. Tesis de maestría, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico. Cuernavaca, Morelos, 2005.
- [5] N. Bergmann. Low cost prototyping system for sensor networks, *Sensor, Sensor network*, pp.19-24, 2010.
- [6] Rafael Ocampo Martínez, Diseño y Construcción de un Sistema de Caracterización de Celdas de Combustible y De Adquisición de Datos con Labview. Tesis de Maestría en Energías Renovables por parte del Centro de Investigación en Materiales Avanzados CIMAV México, Nov. 2014.
- [7] S. Davinson, Open-source hardware. *IEEE Desing and Test of Computers*, vol. 21, no. 5, pp. 446-456, 2004.
- [8] Tatiana Vargas y Augusta Abrahamse, An open-source hardware I-V Curve Trace for Monitoring PV Output in Bolivia. *Investigación y Desarrollo*, vol. 1, no. 14, pp. 100-116, 2014.

# **EFFECTO DE LA LONGITUD DEL DIÁMETRO EN LA ESTABILIDAD TÉRMICA DE LA CAPA LIBRE DE LAS MEMORIAS RAM MAGNÉTICAS**

***Marco A. Escobar***

Universidad de La Salle Bajío  
*maescobar@delasalle.edu.mx*

***Rafael Guzmán Cabrera***

Universidad de Guanajuato  
*maescobar@delasalle.edu.mx*

***Miguel Torres Cisneros***

Universidad de Guanajuato  
*maescobar@delasalle.edu.mx*

***Jorge Ramón Parra Michel***

Universidad de La Salle Bajío  
*maescobar@delasalle.edu.mx*

***Rafael Martínez Peláez***

Universidad de La Salle Bajío  
*maescobar@delasalle.edu.mx*

## **Resumen**

Una de las nuevas aplicaciones del magnetismo en medios de almacenamiento de datos son las memorias RAM magnéticas (MRAM, por sus siglas en inglés). El periodo de tiempo que se puede mantener un bit en una MRAM está íntimamente relacionado con la estabilidad térmica del dispositivo, la cual depende de las propiedades de los materiales utilizados y de la geometría. En el presente trabajo presentamos un estudio de cómo afecta el diámetro del dispositivo a la estabilidad térmica de una MRAM. A partir de los resultados obtenidos es posible explicar que

al incrementar del diámetro de una MRAM, en algún punto el proceso de inversión de la magnetización deja de ser una rotación coherente y se convierte un movimiento de pared de dominio, lo cual a su vez ocasiona que la barrera de energía no sea proporcional al volumen, presentándose una disminución en el valor de la barrera de energía.

**Palabras Claves:** Almacenamiento, Estabilidad, MEP, MRAM.

## **Abstract**

*One of the novel applications of magnetism in data storage is the use of Magnetic Random Access Memories (MRAM). The period that a bit can be stored in such a device is closely related to the thermal stability, which in turn depends on the materials used, and on the geometry. In the present work, we performed a study on the effect of the junction diameter on the thermal stability of an MRAM. From our results it is possible to explain the reason why when the diameter of an MRAM is increased the reversal process goes from coherent rotation to domain wall movement, leading to a decrease in the energy barrier.*

**Keywords:** MEP, MRAM, Storage, Stability.

## **1. Introducción**

En la última década se especuló que la nueva tecnología de memorias RAM magnéticas (MRAM) tiene el potencial de desplazar a algunas soluciones actuales [Slaughter, 2016]. Esto por su bajo consumo de energía, gran rapidez de operación, por tratarse de una memoria no volátil y que además, en principio, posee un cierto grado de compatibilidad con la tecnología CMOS [Khvalkovskiy, 2013].

Una de las propuestas para desarrollar MRAMs es la STT-MTJ, la cual basa su funcionamiento de escritura en el fenómeno conocido como transferencia de spin-torque (STT, spin transfer torque) en una *Magnetic Tunnel Junction* (MTJ), y para la lectura en el fenómeno *Tunneling Magnetoresistance* (TMR). La estructura de un STT-MTJ consiste de al menos dos películas magnéticas delgadas separadas por una película aislante. La información está guardada en el estado de

magnetización de una de las películas magnéticas a la cual se le conoce como capa libre (FL). La segunda película recibe el nombre de capa de referencia (RL) y provee un marco de referencia para la lectura y escritura de la información.

En el caso de escritura, el fenómeno STT permite que los electrones que pasan a través de la unión MTJ transfieran el momento angular del spin entre las capas magnéticas, lo cual resulta en un torque de la magnetización en la FL. Por lo tanto, el estado de la magnetización en dicha capa puede ser modificado si un torque suficientemente fuerte es aplicado.

Por otro lado, la lectura se da a partir del fenómeno de TMR, en el cual la resistencia de la MTJ depende fuertemente de la orientación relativa de la magnetización entre las FL y RL. Una representación de una célula STT-MRAM, del llamado tipo perpendicular al plano, se presenta en la figura 1. En esta, se representa en amarillo la capa FL, en negro una capa aislante, las regiones azules y verde en su conjunto representan la capa RL, la capa verde representa un material que proporciona acoplamiento anti-ferromagnético, y las flechas representan los estados de magnetización estables posibles para cada una de las capas. Típicamente la FL presenta una anisotropía uni-axial grande, la cual impide que el estado de la magnetización cambie debido a fluctuaciones térmicas. Un sistema de almacenamiento magnético debe ser estable a las fluctuaciones térmicas, la estimación de dicha estabilidad es una parte fundamental de la teoría magnética. En presencia de una perturbación ocasionada por efectos térmicos se puede ocasionar la llamada activación térmica, la cual puede ocasionar una transición de un sistema magnético de un estado estable a otro, pudiendo así causar pérdida de información. En caso de análisis presentado, la transición puede ocasionar que un "1" lógico pase a un "0" lógico. La obtención de resultados computacionales para sobre la estabilidad térmica nos permite explicar a detalle los procesos que intervienen en la inversión de la magnetización y proveen una pauta para el diseño de dispositivos estables [Uhlir, 2013].

En el presente trabajo realizamos un estudio sobre el efecto que tiene la longitud del diámetro de la MTJ en la estabilidad térmica. Para calcular la estabilidad térmica generalmente se estima la barrera de energía entre dos estados estables,

esto se estudia utilizando el *Nugded Elastic Band Method* (NEB), el cual se describe en la siguiente sección. En la sección de resultados se describe la geometría y los materiales de las MRAMs bajo estudio, y con los cuales se obtiene una estimación bastante cercana a los resultados experimentales existentes en la literatura [Sato, 2011]. En la sección de discusión se presenta un análisis de los resultados obtenidos y finalmente se concluye que al incrementar el diámetro de la MRAM más allá de un punto el camino de mínima energía (MEP, *minimum energy path*) pasa de una rotación coherente, al movimiento de la pared entre dominios (DWM, *domain wall motion*), lo cual implica que la barrera de energía no sigue a la curva  $E_b=K_{eff}V$  donde  $K_{eff}$  [ $J\ m^{-3}$ ] es la anisotropía efectiva y  $V$  [ $m^3$ ] es el volumen de la capa FL.

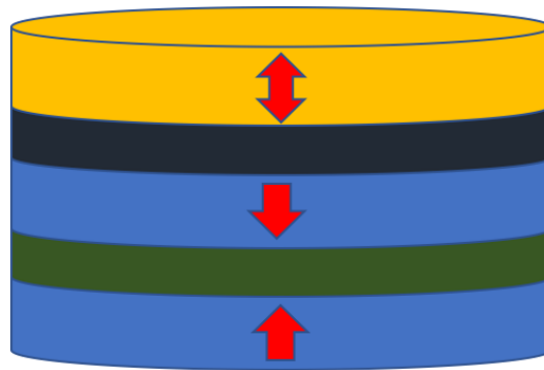


Figura 1 Representación gráfica de una MRAM perpendicular.

## 2. Métodos

Los simuladores micromagnéticos son ampliamente usados para investigar nuevas nanotecnologías como las memorias *racetrack*, o la lógica magnética [Lubarda, 2012]. Dada la tendencia de miniaturización existente para alcanzar una alta densidad de componentes por centímetro cuadrado, la estabilidad térmica de los componentes magnéticos se ha visto comprometida. Cuando algún componente magnético posee dimensiones nanométricas las fluctuaciones térmicas existentes, incluso a temperatura ambiente, ocasionan una transición entre dos estados estables. La mayoría de los componentes comerciales requieren una estabilidad de al menos 10 años.

Una metodología para estudiar la estabilidad térmica de medios magnéticos es el NEB, el cual fue adaptado de la química al micromagnetismo [Dittrich, 2002]. El método busca la transición más probable entre un estado inicial y un final, usando el principio de mínima energía mediante el cual se obtiene el MEP, y por consiguiente la llamada energía de barrera,  $E_B$  [J]. A partir del resultado obtenido se puede estimar el tiempo de relajación sobre una barrera de energía usando la ley de Arrhenius-Néel [Tudosa, 2012], ecuación 1.

$$\tau = \frac{1}{f_0} e^{\frac{E_B}{k_B T}} \quad (1)$$

Donde  $f_0$  [1/s] es una constante que depende de la geometría,  $k_b = 1.38 \times 10^{-23}$  J/K es la constante de Boltzmann, y  $T = 300$  K es la temperatura ambiente.

En este método se propone una transición solución, la cual se discretiza en una secuencia de imágenes. Por medio de un proceso de relajación, dichas imágenes tienen la libertad de moverse en la dirección que minimiza la energía requerida para realizar la transición, este proceso matemáticamente toma la forma de ecuación 2.

$$\frac{dE}{du} = -\nabla E - (\nabla E \cdot \hat{t})\hat{t} \quad (2)$$

Donde  $E$  [J] es la energía total de una de las imágenes,  $\nabla E$  es el gradiente de la energía con respecto a la magnetización,  $\hat{t}$  es un vector tangente a las imágenes, que en principio puede conectar una imagen determinada con la imagen siguiente y la anterior, y  $u$  es una variable que carece de significado físico real y que se introduce únicamente con el propósito de relajar el sistema.

Dentro de la llamada aproximación micromagnética se considera el vector de magnetización como una variable continua y al no considerar variaciones de la amplitud causadas por la temperatura toma la forma de  $\mathbf{M} = M_s \hat{\mathbf{m}}(\mathbf{r}, t)$ , donde  $M_s$  [A m<sup>-1</sup>] es conocida como la polarización de saturación,  $\mathbf{r}$  [m] es la posición y  $t$  [s] es el tiempo. Dicho de otra forma, en esta aproximación no consideramos ni a los átomos ni a los electrones de forma individual. Una consecuencia inmediata de esta aproximación es que los fenómenos físicos se representan dentro de un

material perfectamente bien usando diferencias finitas (FDM, *finite differences method*) o elemento finito (FEM, *finite element method*).

En el caso de cálculos micromagnéticos, la densidad de energía total del sistema se relaciona con el campo efectivo  $H_{eff}$  [ $A\ m^{-1}$ ] por medio de una derivada funcional con respecto al vector de magnetización  $\hat{m}$  [Schrefl, 2007], ecuación 3.

$$H_{eff} = -\frac{1}{\mu_0 M_s} \frac{\partial \mathcal{E}}{\partial m \partial V} \quad (3)$$

Con  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  NA<sup>-2</sup> la permeabilidad del vacío.

El campo efectivo a su vez contiene contribuciones de diversos campos, ecuación 4.

$$H_{eff} = H_d + H_a + H_{ext} + H_{exc} \quad (4)$$

En donde podemos identificar al campo magnetostático  $H_d$ , ecuación 5.

$$H_d = \frac{1}{4\pi} \iiint_V \frac{\nabla' \cdot M_s \hat{m}}{\|r - r'\|^3} dr'^3 - \frac{1}{4\pi} \iint_S \frac{M_s \hat{m} \cdot \hat{n}'}{\|r - r'\|^2} dr'^2 \quad (5)$$

El campo de anisotropía uniaxial  $H_a$ , ecuación 6.

$$H_a = \frac{2K_u}{\mu_0 M_s} (\hat{m} \cdot \hat{k}) \hat{k} \quad (6)$$

Donde  $K_u$  [Jm<sup>-3</sup>] es una constante para el caso de anisotropía uniaxial, y el vector unitario  $\hat{k}$  representa el eje de dicha anisotropía.

Existe contribución del campo originado por la interacción de intercambio  $H_{exc}$

$$H_{exc} = \frac{2A}{\mu_0 M_s} (\nabla^2 \hat{m}) \quad (7)$$

Donde a  $A$  [Jm<sup>-1</sup>] se le conoce como constante de intercambio. También puede existir contribución de algún campo externo  $H_{ex}$ .

Una exposición detallada sobre como calcular los elementos que conforman el vector tangente  $\hat{t}$  es demasiado extensa para ser incluida aquí, pero se puede consultar la referencia [Escobar, 2016].

### 3. Resultados

Para realizar los cálculos utilizamos un código basado en Fortran [Chang, 2011] y que utiliza la librería SUNDIALS [Hindmarsh, 2005] para la solución de las ecuaciones diferenciales no lineales. Además, las propiedades de los materiales y la geometría están inspiradas en los experimentos presentados en la referencia [Sato, 2011] y la validez del estudio se toma a partir de la congruencia obtenida con dichos resultados experimentales.

El dispositivo se simplifica tomando en consideración únicamente la FL, la cual consiste en un cilindro de altura 1 nm y el diámetro D toma los valores de 45, 50, 60, 70 y 75 nm. En todos los casos la transición fue dividida en 10 imágenes y en todos los casos la estimación inicial de solución fue una rotación coherente del vector de magnetización. Las propiedades del material se resumen en la tabla 1. La anisotropía uniaxial está orientada en la dirección de la altura de la celda MRAM.

Tabla 1 Propiedades del material utilizado en los cálculos

Propiedad	Valor
$M_s$	$1.27 \times 10^7 \text{ A m}^{-1}$
$A$	$12 \text{ pJm}^{-1}$
$K_u$	$1 \text{ MJm}^{-3}$

Para ejemplificar el procedimiento, en la figura 2 se presenta la energía de barrera,  $E_b$  [J], de una estimación inicial a la solución para una MRAM de diámetro  $D = 70$  nm, es común normalizar los resultados usando  $k_b T$ , con  $k_b$  la constante de Boltzman y  $T = 300$  K, obteniendo en este caso un resultado de  $E_b = 70 k_b T$ .

Si comparamos con la barrera de energía ( $E_b = 45 k_b T$ ) del MEP que se presenta en la figura 3, podemos observar una gran diferencia entre la estimación inicial y el resultado. Esto se debe a que el MEP es en realidad un movimiento de la pared entre dominios un ejemplo se muestra en la secuencia de imágenes en la figura 4, en donde un estado estable de magnetización se representa por vectores apuntando hacia abajo (azul) y el otro estado estable de magnetización por vectores apuntando hacia arriba (rojo).



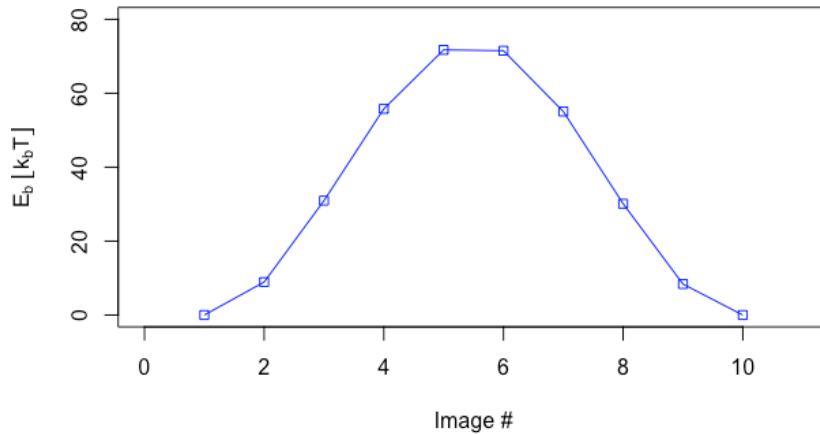


Figura 2 Barrera de energía de una MRAM de 70 nm de diámetro en una transición de rotación coherente del estado de magnetización.

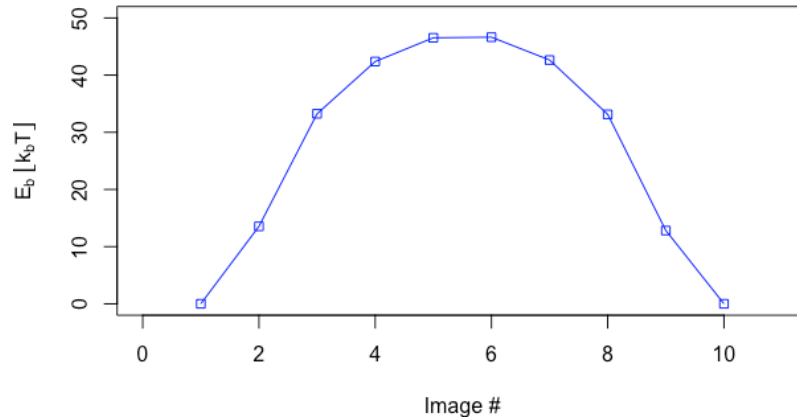


Figura 3 Camino de mínima energía de una MRAM de 70 nm de diámetro.

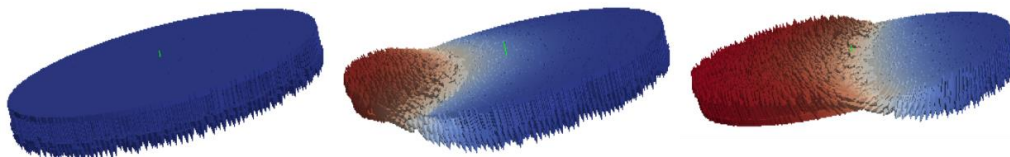


Figura 4 Representación de la secuencia de transición entre dos estados estables.

Finalmente, en la figura 5 se muestra los valores de la barrera de energía obtenidas al encontrar el MEP para cada una de las MRAMs bajo estudio. Es posible observar que al incrementar el diámetro más allá de los 60 nm, la barrera de energía de la MRAM se reduce en vez de aumentar.

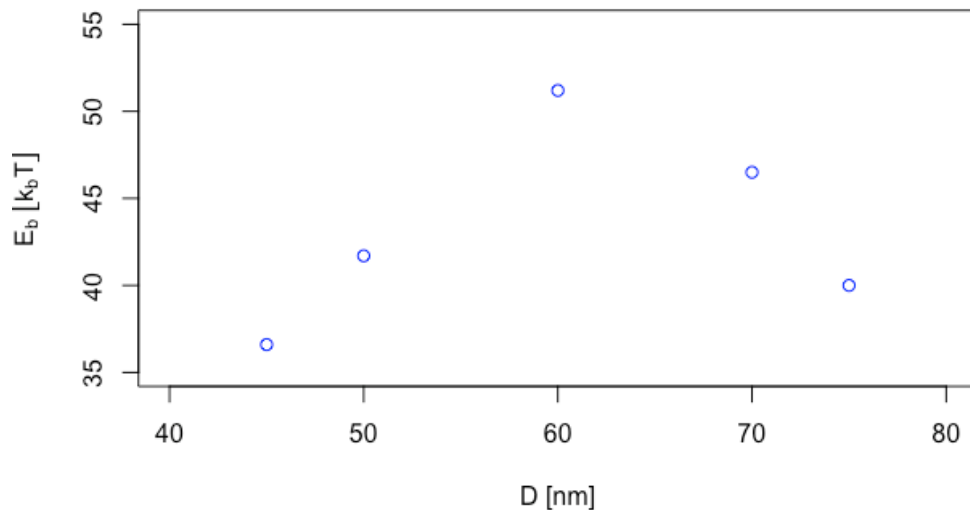


Figura 5 Barrera de energía para MRAMs de 45, 50, 60, 70 y 75 nm de diámetro.

#### 4. Discusión

Para entidades de un solo dominio, la barrera de energía se calcula por medio de  $E_b = K_{eff}V$ , de tal suerte que al aumentar el diámetro de un cilindro la barrera de energía debiera aumentar de forma cuadrática. Es fácil observar a partir de la figura 5 que esta tendencia no se sigue y esto es porque al incrementar el diámetro llegamos a un punto en que la formación de paredes de dominio es energéticamente favorable y por tanto el MEP ya no consiste en una rotación coherente. Esto concuerda bien la discusión presentada en [Dittrich, 2002], en la cual se muestra que al incrementar la longitud de un dispositivo el movimiento de paredes de dominio es favorecido por el principio de mínima energía. Una consecuencia lógica de esto es que el incremento del volumen de una MRAM disminuye la estabilidad térmica de esta, por tanto las herramientas computacionales como el NEB cobran importancia, ya que nos permiten hacer estudios de estabilidad y potencialmente nos permitirán optimizar los diseños. Es importante recalcar que a pesar de las simplificaciones hechas en la geometría los resultados tienen validez puesto que el principal efecto de agregar las capas que conforman el RL es del de introducir un *offset* en la barrera de energía, no así el considerar un arreglo de MRAMs ya que al hacerlo se puede obtener barreras asimétricas, este efecto se discute en la referencia [Escobar, 2016].

## 5. Conclusiones

Por medio del NEB se realizaron cálculos del MEP para estimar la barrera de energía de la capa libre de MRAMs perpendiculares. Los cálculos realizados concuerdan bien con los resultados experimentales de la referencia [Sato, 2011]. Se puede apreciar que al aumentar el diámetro de la capa libre de una MRAM en algún punto la barrera de energía empieza a decrecer. Esto es atribuido a un cambio en el MEP que pasa de una rotación coherente de la magnetización a consistir en un movimiento de la pared entre dominios.

## Agradecimientos

El autor MAE desea agradecer al Prof. Vitaliy Lomakin de la Universidad de California San Diego por fructíferas discusiones respecto al tema. Los autores MAE, JRPM, RMP agradecen la Universidad de La Salle Bajío el apoyo en la realización del presente trabajo.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Chang, R., Li, S., Lubarda, M. V., Livshitz, B., & Lomakin, V. FastMag: Fast micromagnetic simulator for complex magnetic structures. *Journal of Applied Physics*, Vol. 109, No. 7, 07D358, 2011.
- [2] Dittrich, R., Schrefl, T., Suess, D., Scholz, W., Forster, H., & Fidler, J. A path method for finding energy barriers and minimum energy paths in complex micromagnetic systems. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Vol. 250, 12–19, 2012.
- [3] Escobar, M. A. Efficient Micromagnetics for Magnetic Storage Devices. Tesis de doctorado. Universidad de California San Diego. San Diego, USA, 2016.
- [4] Khvalkovskiy, V., Apalkov, D., Watts, S., Chepulskaa, R., Beach, R. S., Ong, A., Tang, X., Driskill-Smith, A., Butler, W. H., Visscher, P. B., Lottis, D., Chen, E., Nikitin, V., & Krounbi, M. Basic principles of STT-MRAM cell operation in memory arrays. *Journal of Physics D: Applied Physics*, Vol. 46, No. 7, 74001, 2013.

- [5] Hindmarsh, A. C., Brown, P. N., Grant, K. E., Lee, S. L., Serban, R., Shumaker, D. E., & Woodward, C. S. SUNDIALS: Suite of nonlinear and differential/algebraic equation solvers. *ACM Transactions on Mathematical Software*, Vol. 31, No. 3, 363–396, 2005.
- [6] Lubarda, M. V., Escobar, M. A., Li, S., Chang, R., Fullerton, E. E., & Lomakin V. Domain wall motion in magnetically frustrated nanorings. *Physical Review B - Condensed Matter and Materials Physics*, Vol. 85, No. 21, 214428, 2012.
- [7] Slaughter, J. M., Nagel, K., Whig, R., Deshpande, S., Aggarwal, S., DeHerrera, M., Janesky, J., Lin, M., Chia, H.-J., Hossain, M., Ikegawa, S., Mancoff, F. B., Shimon, G., Sun, J. J., Tran, M., Andre, T., Alam, S. M., Poh, F., Lee, J. H., Chow, Y. T., Jiang, Y., Liu, H. X., Wang, C. C., Noh, S. M., Tahmasebi, T., Ye, S. K., & Shum, D. Technology for reliable spin-torque MRAM products. *IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)*. San Francisco, USA, Diciembre 2016.
- [8] Sato, H., Yamanouchi, M., Miura, K., Ikeda, S., Gan, H. D., Mizunuma, K., Koizumi, R., Matsukura, F., & Ohno, H. Junction size effect on switching current and thermal stability in CoFeB/MgO perpendicular magnetic tunnel junctions. *Applied Physics Letters*, Vol. 99, No. 4, 1–3, 2011.
- [9] Schrefl, T., Hrkac, G., Bance, S., Suess, D., Ertl, O., & Fidler, J. Numerical Methods in Micromagnetics (Finite Element Method). *Handbook of Magnetism and Advanced Magnetic Materials*. Wiley. USA. 1–30, 2007.
- [10] Tudosa, I., Lubarda, M. V., Chan, K. T., Escobar, M. A., Lomakin, V. & Fullerton, E. E. Thermal stability of patterned Co/Pd nanodot arrays. *Applied Physics Letters*, Vol. 100, No. 10, 102401, 2012.
- [11] Uhlir, V., Urbánek, M., Hladík, L., Spousta, J., Im, M.-Y., Fischer, P., Eibagi, N., Kan, J. J., Fullerton, E. E., & Sikola, T. Dynamic switching of the spin circulation in tapered magnetic nanodisks. *Nature Nanotechnology*, Vol. 8, 341–6, 2013.

# **DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE PROTOTIPO DE ENTRENAMIENTO PARA PRÁCTICAS EN INSTRUMENTACIÓN Y CONTROL**

***Eladio Flores Martínez***

Universidad Tecnológica del Sureste de Veracruz  
*layo06@live.com.mx*

***Pablo Reyna Guerra***

Universidad Tecnológica del Sureste de Veracruz  
*pabloreynag@hotmail.com*

***José Luis Jiménez Reyes***

Universidad Tecnológica del Sureste de Veracruz  
*jluis@201085@hotmail.com*

***Javier Garrido Meléndez***

Universidad Veracruzana0  
*vgarrido@uv.mx*

***Quetzalcoatl Cruz Hernández Escobedo***

Universidad Veracruzana  
*qhernandez@uv.mx*

## **Resumen**

En base a las encuestas que realiza la Universidad con los alumnos egresados se detectó que tienen problemas al conectar, calibrar y sintonizar equipos de tipo industrial, esto se debe a que en la Universidad existen prototipos didácticos para el control de variables de procesos, pero los alumnos cuando egresan y se emplean en alguna industria, los sensores, actuadores y controladores de los equipos didácticos no se parecen a los equipos industriales. En el presente trabajo se diseñó y construyó un prototipo de entrenamiento para prácticas en instrumentación y control de la variable de proceso Nivel, con la finalidad que los

alumnos desarrollen los conocimientos, habilidades y destrezas en el área de instrumentación y control. La variable podrá ser manipulada a través de controladores, PLC y tarjetas de adquisición de datos que permitirán la implementación de Interfaces para comunicarse con software Matlab y LabView.

**Palabras Claves:** Control, entrenamiento, instrumentación, monitoreo, variables.

## **Abstract**

*Based on the surveys carried out by the University with its graduates, it was detected that students have problems connecting, calibrating and tuning industrial equipment, this is because in the university there are didactic prototypes for the control of process variables, But the students when they graduate and are employed in some industry, the sensors, actuators and controllers of the didactic equipment do not look like the industrial equipment. In the present work designed and built a prototype of training for practices in instrumentation and control of the Process variables: Level, with the aim that the students develop the knowledge, skills and abilities in the area of instrumentation and control. The variables can be manipulated through controllers, PLCs and data acquisition cards that will allow the implementation of Interfaces to communicate with Matlab and Labview software.*

**Keywords:** Control, instrumentation, monitoring, training, variables.

## **1. Introducción**

La universidad Tecnológica del sureste de Veracruz se encuentra ubicada en una zona industrial, donde se localizan los complejos petroquímicos de la transformación de energía que emplean la instrumentación para el control de sus procesos, generalmente son procesos no regulatorios, debido a que para el llenado y vaciado de los tanques se utilizan bombas. Los sistemas no regulatorios son los que no tienen un cambio limitado en la salida para un cambio sostenido en la entrada [LeBlanc, 2008], aunado a esto el control que predomina en la industria petroquímica es el control clásico PID, el cual se ha comprobado no es totalmente conveniente ya que al ser un parámetro de control fijo, la no linealidad de los sistemas hace que ocurran cambios o perturbaciones, que no se pueden corregir

[Wang, 2011]. Por lo anterior es necesario que los estudiantes cuenten con los conocimientos, habilidades y destrezas en estas áreas. Esta es una de las razones por las que se decide diseñar y construir un prototipo de entrenamiento para la instrumentación y control de la variable de proceso nivel.

Existen trabajos con propósitos didácticos relacionados con la Supervisión, Control y Adquisición de Datos (por sus siglas en inglés, SCADA), Interfaces Hombre Maquina (por sus siglas en inglés, HMI), todos estos interconectados con el software de LabView [Adamo, 2007]. Aplicaciones de control de nivel y sistemas SCADA utilizando controladores avanzados sin módulos de lógica difusa, donde el controlador se programa con las instrucciones básicas del controlador lógico programable (por sus siglas en inglés PLC) [Aydogmus, 2009]. Sistemas con controladores Proporcional + Integral + Derivativo (PID), discretos y algunos aspectos prácticos para su sintonización [Lopez, 2007]. Además del análisis para obtener los valores de sintonización PID para minimizar los criterios de desempeño cuadrático de la integral del error [Zhuang, 1993], las investigaciones anteriores en algunos casos utilizan prototipos didácticos, la ventaja de tener equipo de tipo industrial, además de utilizarlo para realizar prácticas por parte de los alumnos, se podrá desarrollar trabajos de investigación por parte de los docentes. Sobre técnicas de control moderno que utilizan controles difusos para el control de nivel: de uno o más tanques[Meng, 2013].

Para el diseño del prototipo de entrenamiento se utilizaron en algunos casos materiales y equipos reciclados o donados por empresas de la zona por lo cual la metodología fue la siguiente:

- Diseño del DTI.
- Construcción del Prototipo.
- Instrumentación del prototipo.
- Prueba y puesta en marcha del Prototipo.

Este prototipo experimental permite a los estudiantes realizar prácticas de: Instalación, Cableado, Configuración, Calibración de los Instrumentos, implementación de interfaces en los software: LabView, Matlab y HMI [Ritter,

2002] para la variable de proceso nivel, además podrán realizar la sintonización de los controladores, interpretación de diagramas de instrumentación y tuberías (DTI) y finalmente la puesta en marcha del sistema. Siguiendo esta metodología posteriormente se implementará en este prototipo las variables Flujo, Temperatura y Presión.

## 2. Métodos

La metodología empleada para la realización del prototipo de entrenamiento para el control y monitoreo de las principales variables de proceso fue la siguiente: en una primera etapa se realizó el diagrama de tuberías e instrumentos (DTI\_NIVEL) como se muestra en la figura 1, está compuesto por dos Tanques (T1 y T2) con capacidad de 300 lts, y los instrumentos utilizados para el control de nivel son: Controlador lógico programable (PLC) de la marca SIEMENS Modelo S7-1200, una computadora personal en la cual está instalado la interface Hombre Maquina (HMI), dos bombas de ½ hp (B1 y B2), un transmisor de nivel (LT2) de 2 hilos con protocolo Hart modelo: 3051 marca Rosemount con alimentación de 24 vcd, una válvula manual (LV1) y una válvula de control (V2) marca Neles-Jamesbury modelo: VF613 tipo globo con posicionador electroneumático, 24 vcd entrada de 4-20 ma. La cual estará calibrada con offset para protección de las líneas y bombas.

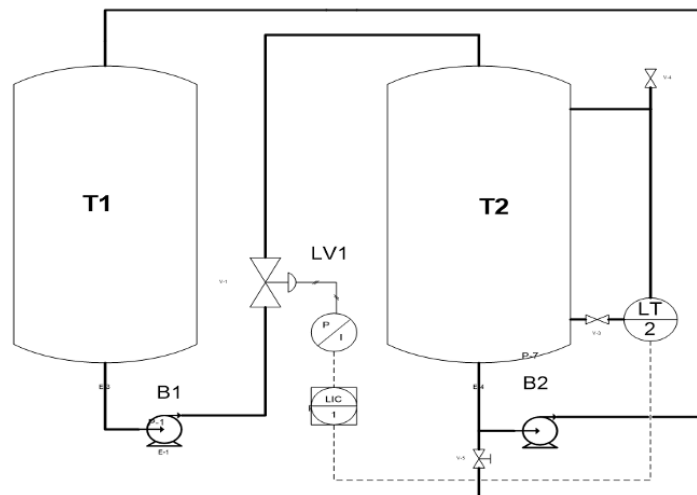


Figura 1 Diagrama de tuberías e instrumentos de la variable nivel.



El sistema cuenta con un lazo de control de la variable Nivel lo que permite controlar y monitorear la variable de proceso, además de esto se pretende que el sistema sea abierto debido a que se podrán obtener las señales de los transmisores de campo (4-20 mA) para que estas puedan ser manipuladas con diferentes tipos de controladores como: tarjetas de adquisición de datos, controladores de campo, plataformas abiertas como Arduino o Microcontroladores, estos últimos ejecutarán su algoritmo de control sobre los elementos finales como: Válvulas de control, Bombas, intercambiador de calor, para corregir la desviación de las variables.

### **Construcción del Prototipo**

Para la construcción se utilizaron ángulos de 6" de acero al carbón, los cuales se soldaron para formar la base que tiene una medida de 1 m de ancho por 3 m de largo. El siguiente paso consistió en el montaje de los tanques de capacidad de 300 L de acero al carbón, dos bombas de agua de 1/2 de hp, así como también la instalación de la válvula de control neumática, el transmisor de presión diferencial, y la conexión de sus cámaras de alta y baja presión al proceso por medio de tubing de acero inoxidable de 3/8", y la conexión del PLC. En el caso de la válvula de control se elaboró un tubo bridado de 1" para acoplarla a la tubería del proceso donde circulará el líquido de un tanque a otro; estas tuberías son de material PVC de 1". En la figura 2 se muestra la construcción de la base e instalación de los tanques en el prototipo.



Figura 2 Base del prototipo de entrenamiento.

En la figura 3 se muestran los equipos e instrumentación instalados del prototipo de entrenamiento para el control y monitoreo de la variable Nivel.



Figura 3 Construcción final del Prototipo.

Siguiendo con la construcción se fabricó un gabinete de madera triplay de  $\frac{1}{2}$ " de espesor, y sus medidas fueron 80x100x30 cm y soportado sobre la base del proceso. Como se muestra en la figura 4, dentro del gabinete se instaló los contactores eléctricos, relevadores, circuitos de protección para los equipos y finalmente un controlador lógico programable (PLC) SIEMENS S7-1200 para el control, monitoreo de la variable nivel y creación de las HMI en software como LabView.



Figura 4 Gabinete de control.

La programación del PLC dependerá de las condiciones iniciales de operación del proceso y de acuerdo a los tipos de entradas y salidas. Para el lazo de control de nivel se utilizaron: dos entradas digitales para el sistema de arranque y paro general, dos salidas digitales una para cada bomba, una entrada analógica que recibe señal del transmisor de presión diferencial montado en campo y finalmente una salida analógica para la señal a la válvula de control.

Para la conexión eléctrica de las bombas de agua, se utilizó cable calibre 12, para el manejo de voltaje de 110 Vac. Con respecto a los instrumentos del lazo de control se utilizó cable calibre 16 para el manejo de voltaje de 24 Vcd, el cual fue cableado hasta el tablero de control y conectado al PLC.

### **Pruebas y Puesta en Marcha del Prototipo**

Teniendo todos los instrumentos instalados y conectados al panel de control se procede a la configuración y verificación de estos, para ello se utilizó el calibrador de procesos Fluke 744 con protocolo HART (por sus siglas en inglés de highway addressable remote transducer) compatible con diferentes Instrumentos. El primer instrumento a configurar es el transmisor de nivel (LT2). La figura 5 muestra la conexión al transmisor con el configurador para establecer su rango de medición (0 – 30 “ de H<sub>2</sub>O) de acuerdo a la pierna de nivel [Solé, 2008].

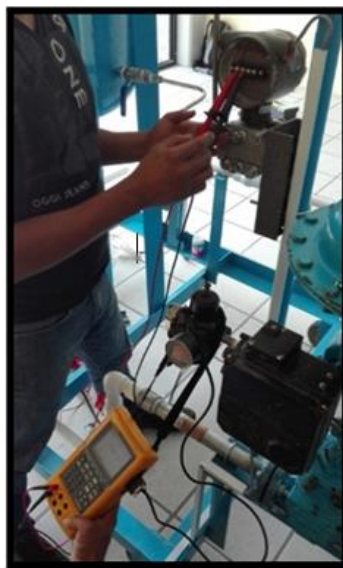


Figura 5 Calibración del trasmisor de presión diferencial.

El segundo instrumento calibrado fue la válvula neumática de control, como se observa en la figura 6, esto se realizó con el calibrador suministrándole una corriente en forma de rampa al posicionador electroneumático de la válvula.



Figura 6 Calibración de la válvula neumática de control.

En la tabla 1 se muestra los valores de la corriente suministrada al posicionador y el recorrido del vástago. En caso de no ser los valores correctos hacer el ajuste necesario.

Tabla 1 Calibración de Válvula Neumática de Control.

Señal de Entrada al Posicionador en mA	Señal de Salida del Posicionador en PSI	Recorrido del Vástago de la Válvula en %
4	3	0
8	6	25
12	9	50
16	12	75
20	15	100

### Prueba de Funcionalidad de Bombas

Instaladas las bombas, con su conexión eléctrica y conectadas las tuberías del procesos, fue necesario probar su funcionalidad. Con el tanque 1 previamente llenado al 50%.de nivel, se energizo la bomba 1 para transferir el agua de este al

tanque 2 y de ahí se recircula agua del tanque 2 al tanque 1 por medio de la bomba 2, detectándose y corrigiendo al mismo tiempo posibles fugas en las líneas de tuberías de PVC y tubing del transmisor.

### **Prueba de Lazo**

Finalmente habiendo probado la funcionalidad de los equipos y de los instrumentos, fue necesario realizar una prueba final al lazo de control la cual consistió en enviar una señal del calibrador en modo transmisor desde la posición del transmisor hasta el panel de control y del panel de control a la válvula de control. En la figura 7 se muestra la prueba del lazo de control del prototipo.



Figura 7 Prueba de lazo de control.

## **3. Resultados**

Para verificar el correcto funcionamiento del sistema se implementó un controlador PI. Para la selección de los parámetros de las ganancias se procedió a calcular el modelo del sistema como un proceso de nivel de líquido con salida de flujo constante [Coughanowr, 2009] como se muestra en la figura 8.

El modelo matemático que representa la función de transferencia del proceso se representa con ecuación 1.

$$q_o(t) - q_o = A \frac{dh}{dt} \quad (1)$$

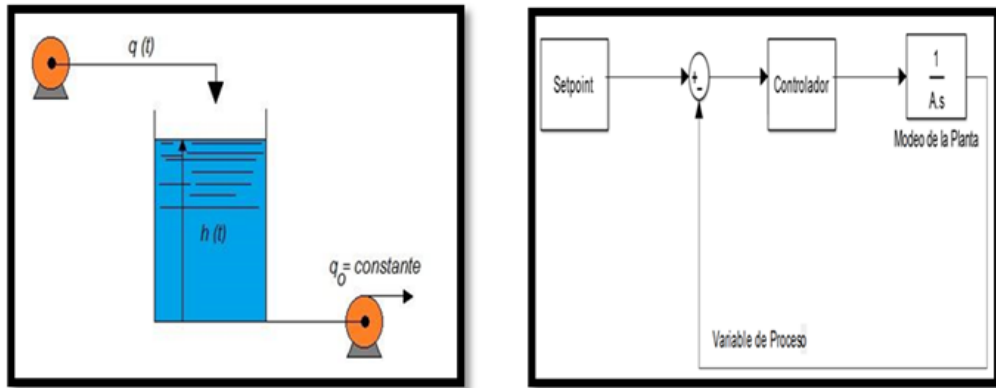


Figura 8 Sistema de nivel de flujo no regulatorio y sistema en Lazo cerrado.

Donde  $q(t)$  = Razón de flujo de entrada y  $q_o$  = Razón de flujo de salida constante.

En el instante inicial, se tiene que la razón de flujo de entrada está dado por ecuación 2.

$$q_o = q_s \quad (2)$$

Sustituyendo ecuación 2 en ecuación 1, se tiene ecuación 3.

$$q_o(t) - q_s = A \frac{dh}{dt} \quad (3)$$

Introduciendo las variables de desviación  $Q = q_o(t) - q_s$  y  $H = h - h_s$ , se obtiene ecuación 4.

$$Q = A \frac{dH}{dt} \quad (4)$$

Tomando la transformada de Laplace de cada lado de ecuación 4 y resolviendo para  $H/Q$  se obtiene ecuación 5.

$$\frac{H(s)}{Q(s)} = \frac{e^{-\tau s}}{As} = \frac{e^{-0.8s}}{0.2933 * s} \quad (5)$$

Donde  $H(s)$  es el nivel del tanque,  $Q(s)$  es el flujo de entrada, es el retardo de tiempo,  $A$  representa el área del tanque. En la figura 9 se muestra la respuesta en lazo abierto del sistema.

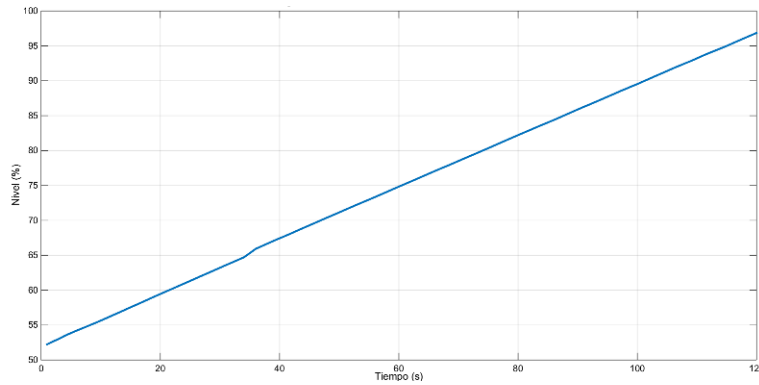


Figura 9 Respuesta del sistema en Lazo abierto.

Para comprobar analíticamente que el error en estado estacionario ( $e_{ss}$ ) utilizando un controlador PI del sistema que se muestra en la figura 10, se calcula el sistema en lazo abierto  $G(s)$ , ecuaciones 6 y 7.

$$E(s) = \frac{1}{1 + G(s)} R(s) = \frac{As^2}{As^2 + e^{-ts}k_p(s+k_i)} \left(\frac{1}{s}\right) \quad (7)$$

Donde  $E(s)$  es el error en estado estacionario,  $R(s)$  es la entrada de referencia y utilizando el teorema del valor final para calcular el error en estado estacionario, ecuación 8.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_{ss}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s E(s) = s \left( \frac{As}{As^2 + e^{-ts}k_p(s+k_i)} \right) = 0 \quad (8)$$

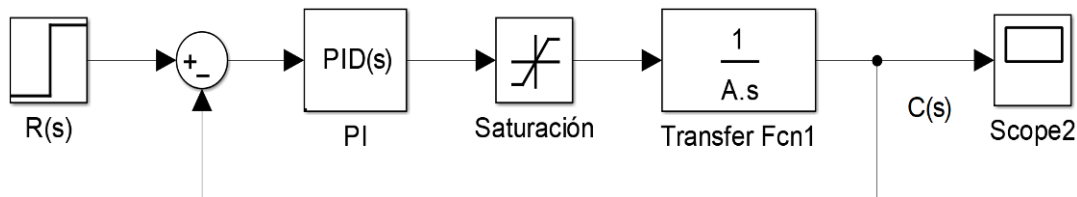


Figura 10 Sistema en lazo cerrado.

Se implementó un controlador PI, para sintonizar las ganancias, se usó el segundo método de Ziegler-Nichols [Ogata, 2003], con las siguientes ganancias:

$$K_{cr} = 10, \quad P_{cr} = 90 \quad K_p = 0.45K_{cr} = 4.5, \quad T_i = \frac{1}{0.2} P_{cr} = 75 \text{ seg.}, \quad K_i = \frac{K_p}{T} = 0.06$$

Donde  $K_{cr}$  es valor crítico proporcional y  $P_{cr}$  es oscilación sostenida con periodo en segundos,  $K_p$  ganancia proporcional,  $K_i$  es la constante integrativa y  $T_i$  tiempo de integración. Con estos valores se obtuvo la respuesta del sistema en lazo cerrado, figura 11.

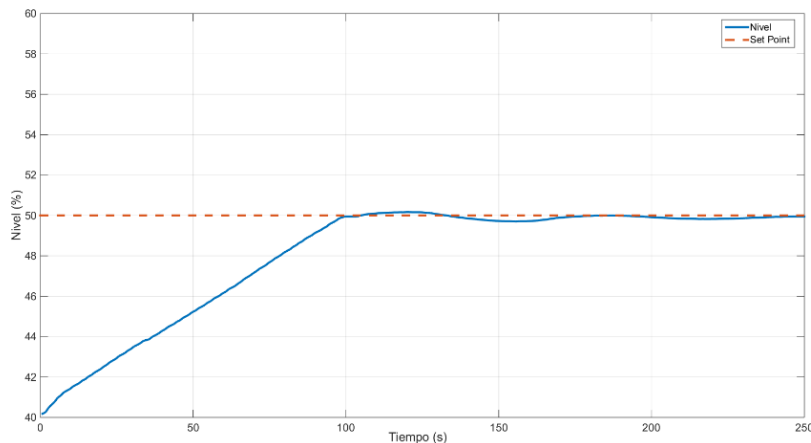


Figura 11 Respuesta del sistema con controlador PI.

La universidad tecnológica del sureste de Veracruz cuenta con un prototipo experimental que permitirá a los estudiantes realizar prácticas de las materias como: Instrumentación industrial, Integración de sistemas automáticos, Instrumentación virtual, Sistemas de control automático, Control lógico avanzado, Sistemas lineales para la automatización, Programación Visual. y Diseño de interfaces electrónicas, por mencionar algunas. Con el lazo de control de la variable Nivel instrumentada permitirá configurar y calibrar los instrumentos, así como sintonizar el lazo con sus modos de control: P, P+I, P+I+D.

Cabe mencionar que el prototipo fue diseñado con la intención de crecer agregando lazos de control de las variables Presión, Flujo y Temperatura. Estos lazos de control tendrán bornes de conexión rápida en el tablero para las señales de entrada y salida del proceso, y con ello realizar el control con diferentes tipos de controladores y medir la eficiencia de cada uno de ellos en los lazos de control. También podrán realizar interfaces electrónicas, programación de PLC, Interpretación de diagramas de tuberías e instrumentos (DTI) y la creación de interfaces Humano Maquinas (HMI).



## **4. Discusión**

Actualmente en nuestra región hay pocas instituciones de educación superior que imparten la especialidad de instrumentación industrial y que cuenten con la infraestructura adecuada para este propósito. El prototipo tendrá la capacidad de realizar el control y monitoreo utilizando la instrumentación que se utiliza actualmente en la industria, como son: válvulas de control con posicionadores inteligentes, transmisores, etc. El modulo podrá comunicarse a través de tarjetas de adquisición de datos con software como Matlab y Labview, para el análisis y monitoreo de las variables de proceso y poder aplicar las leyes de control como: Controladores PID, Controladores con lógica Difusa, Controladores con redes neuronales, Controladores de modos deslizantes para la variable temperatura, Control Robusto, lo que significa que la plataforma de entrenamiento será un sistema abierto y modular.

## **5. Conclusiones**

Con este prototipo industrial el alumno de la UTSV podrá egresar con los conocimientos teóricos y prácticos en el área de instrumentación industrial. Debido a que podrá realizar prácticas en las materias relacionadas como control automático, Integración de Sistemas Automáticos, Controladores Lógicos Programables, Control Lógico Avanzado, Instrumentación Virtual, Hidráulica y Neumática. Este prototipo al contar con instrumentación industrial también se podrá utilizar para capacitar a trabajadores de las empresas de nuestra región. Por otra parte debido a que en el tablero de control se adecuaran bornes de conexión rápida para la entrada de la variable de proceso, y salidas a válvulas, bombas etc., el módulo podrá comunicarse a través de tarjetas de adquisición de datos y PLC's, para crear interfaces con software como Matlab o Labview, para el análisis y monitoreo de las variables de proceso y poder aplicar las leyes de control como:

- Controladores PID
- Controladores con lógica Difusa
- Controladores con redes neuronales
- Controladores de modos deslizantes para la variable temperatura

- Control Robusto.

Cabe mencionar que el prototipo cuenta con una variable Nivel y que un futuro cercano siguiendo la metodología planteada, se agregarán lazos de control para las variables: flujo, presión y temperatura.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Adamo, F., Attivissimo, F., Cavone, G., & Giaquinto, N., SCADA/HMI Systems in Advanced Educational Courses. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, pp. 4-10, 2007.
- [2] Aydogmus, Z., Implementation of a fuzzy-based level control using SCADA. *Expert Systems with Applications*, 2009.
- [3] LeBlanc, S. and Coughanowr, D., *Process Systems Analysis and*. McGraw-Hill Higher Education, 2008.
- [4] Lopez, I., & Cerezo, Y., Some practical aspects about performance and tuning of a multirate discrete PID controller. Paper presented at the 2007 Mediterranean Conference on Control & Automation, 2007.
- [5] Meng, Q. ,Wang, Q. and Wei, H., "Design of fuzzy controller for liquid level control system based on MATLAB/RTW," in *Proceedings of 2013 2nd International Conference on Measurement, Information and Control*, 2013, pp. 1090-1094, 2013.
- [6] Ogata, K., *Ingeniería de control moderna*: Pearson Educación, 2003.
- [7] Ogata, K., *Ingeniería de control moderna*: Pearson Educación, 2003.
- [8] Ritter, D. J., *LabVIEW GUI: Essential Techniques*: McGraw-Hill, 2002.
- [9] Wang, Z. and Wang Q., Application of Fuzzy Controller in Drum water level Control," *IEEE International Conference on Mechatronic Science, Electric Engineering and Computer*,2011.
- [10] Solé, A. C., *Instrumentos industriales: su ajuste y calibración*, Marcombo, 2008.
- [11] Zhuang, M., & Atherton, D. P., Automatic tuning of optimum PID controllers. *IEE Proceedings D - Control Theory and Applications*, pp. 216-224, 1993.

# SISTEMAS PARA LA EXTRACCIÓN DE FRASES CLAVE EN DOCUMENTOS CIENTÍFICOS

**Gerardo Flores Petlascalco**

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla

*gerardo.florespe@alumno.buap.mx*

**Mireya Tovar Vidal**

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla

*mtovar@cs.buap.mx*

**Hilda Castillo Zacatelco**

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla

*hilda@cs.buap.mx*

**José A. Reyes-Ortiz**

Universidad Autónoma Metropolitana

*jaro@correo.azc.uam.mx*

## Resumen

En este documento se describen dos sistemas para la extracción de frases clave en textos científicos. El primer sistema usa la generación de *n-gramas* y posteriormente se realiza la discriminación de términos candidatos usando reglas empíricas. El segundo sistema se basa en la construcción de patrones para la eliminación de frases candidatas. Además, se hace una comparación de estos sistemas con otros propuestos que realizan la misma tarea y se muestran los resultados obtenidos en la evaluación.

**Palabras Claves:** Frases clave, *n-gramas*, patrones.

## Abstract

*In this document, we describe two systems for keyphrase extraction on scientific texts. The first system use *n-gram* generation and candidate term discrimination*

*using empirical rules. The second system is based in the patterns construction for candidate phrases elimination. Further, we do a systems comparison with other approaches that perform the same task and we show the evaluation results.*

**Keywords:** *keyphrases, n-grams, patterns.*

## **1. Introducción**

Las palabras clave tienen como funcionalidad capturar la información importante del contenido de un texto con el objetivo de ayudar a los lectores al momento de estudiar o resumir dando una idea general del tema que aborda [Siqueira, 2015]. Por otro lado, en los sistemas computacionales, su funcionalidad radica en los sistemas de indexación. Estos recurren muchas veces a las palabras para agruparlas en tópicos y hacer sencilla una recuperación de información en caso de alguna consulta.

La selección de palabras clave no es una tarea sencilla, se tienen que evitar términos muy generales puesto que se corre el riesgo de que sean intrascendentes o demasiado objetivos, que provoquen que los lectores no los encuentren por desconocimiento de ellos. Una adecuada combinación de ambas características y técnicas de selección como pueden ser la frecuencia de ciertos términos en el documento o la identificación de conceptos fundamentales que describan nombres, acciones o características del trabajo nos darán métodos para identificar las palabras clave adecuadas que contengan lo que el autor quiere explicar en su trabajo. Este proceso se hace de forma manual por parte del creador del documento o expertos, sin embargo, es una tarea compleja y pesada que requiere mucho tiempo, además de que no está exenta de fallos. Por esta razón es que áreas del Procesamiento de Lenguaje Natural ven este problema como una oportunidad para implementar modelos que extraigan de forma automática palabras clave que ayuden a realizar la selección correspondiente.

SemEval es una serie de evaluaciones para sistemas computacionales de análisis semántico, desde el 2012 publican problemas donde se involucra el área de Procesamiento de Lenguaje Natural (PLN) y todos sus campos de estudio. En el año 2017 se propusieron un total de 12 tareas, cada una con sus respectivos

objetivos, evaluaciones y recursos que implican áreas de estudio específicas. Para objeto de estudio en este trabajo se dará solución a la tarea número diez que tiene como objetivo crear un Sistema de extracción de palabras clave y relaciones semánticas aplicado a textos científicos [Augenstein, 2017]. La tarea consta de tres subtareas:

- Extracción de palabras clave en textos.
- Clasificación de palabras clave identificadas.
- Extracción de relaciones de sinonimia o hiperonimia en las frases clave identificadas.

En esta investigación se aborda la subtarea 1, que tiene como objetivo la creación de un sistema que realice de forma automática una extracción de frases clave en publicaciones científicas, los sistemas propuestos deben recibir como entrada un extracto del texto y devolver las frases clave del mismo.

Con el objetivo de resolver esta subtarea, nuestro sistema es un enfoque basado en la extracción y discriminación de *n-gramas* sobre los textos procesados, la discriminación se realiza siguiendo reglas empíricas y posteriormente se adiciona una regla más al método para obtener mejores resultados.

Durante el desarrollo de esta investigación se realizó un estudio del estado del arte en materia de extracción de frases clave, entre los trabajos consultados se encuentran los siguientes:

- [Matsuo, 2010] presentaron una propuesta de algoritmo para extraer palabras clave pertenecientes a un corpus, usan un modelo probabilístico que evalúa la ocurrencia de los términos dentro de los documentos y después miden su rendimiento con base a una métrica llamada  $\chi^2$ -medida.
- [Park, 2010] usan un método basado en Naïve Bayes donde extraen las palabras clave en documentos científicos bien estructurados, consideran la posición de un candidato en el título, encabezado o cuerpo del texto para contar sus ocurrencias dentro de las distintas secciones y asignarle un puntaje, los más altos son seleccionados como palabras clave.

- [Thuy Dung, 2010] presentan un enfoque basado en la estructura lógica del texto para determinar si un candidato podría ser o no frase clave basado en su ocurrencia dentro de las secciones que lo conforman, esto limita mucho la cantidad de candidatos que son considerados y hace más sencilla la evaluación. Además, se puede combinar con otras técnicas de extracción para mejorar el rendimiento.
- [Stuart, 2010] describen a RAKE, un sistema para la extracción de palabras clave en textos individuales sin necesidad de que pertenezcan a un corpus. El enfoque usa la premisa de que las palabras clave raramente contienen puntuación y palabras vacías, bajo este enfoque se extraen candidatos que son divididos en términos individuales, luego a cada término se le asigna un puntaje basado en la frecuencia dentro del texto y a cada candidato se le calcula una evaluación usando la suma de sus términos. Se ordenan los resultados y los mejores puntajes son los elegidos.
- [Ouyang, 2010] proponen PolyU, un sistema para la obtención de frases usando la identificación y posterior expansión de palabras núcleo. Éstas serán conseguidas por medio de la frecuencia dentro del cuerpo siguiendo la premisa de que palabras muy repetidas serán consideradas como importantes, después de la identificación cada palabra será expandida por medio de una combinación de la frecuencia de su contexto y un patrón *PoS tagger*.
- [Ortiz, 2010] crean un sistema que combina dos técnicas para el descubrimiento de las palabras claves en textos científicos. Dichas técnicas son las secuencias de frecuencia máxima y el algoritmo de *PageRanking*. La secuencia de frecuencia máxima se realiza usando *n-gramas*, seleccionando aquellas que tengan alta ocurrencia para hacer un ordenamiento por *PageRanking* y determinar las palabras clave.

En la investigación proponemos un enfoque basado en el uso de *n-gramas* que se extraen desde el cuerpo del texto y forman nuestra colección de términos candidatos, usamos reglas de discriminación empíricas para disminuir la cantidad

y finalmente obtenemos los más relevantes por medio de patrones morfológicos obtenidos sobre los términos clave de un conjunto de datos de entrenamiento proporcionado por SemEval 2017 Tarea 10. El documento está organizado de la siguiente manera, iniciamos en la sección 2 donde presentamos los sistemas para la extracción de frases clave, en la sección 3 se presentan los resultados obtenidos y finalmente una discusión del trabajo en la sección 4.

## 2. Métodos

En esta sección mostramos los sistemas propuestos para dar solución a la subtarea 1 de SemEval 2017 Tarea 10 que tiene como objetivo la extracción de frases clave en textos científicos. Se explican dos sistemas, el primero se basa en un enfoque de extracción de *n-gramas* y discriminación de términos usando reglas empíricas obtenidas por observación. El segundo, continúa con el enfoque del primero, pero se le añade una mejora al pre-procesado y una nueva regla de discriminación usando patrones obtenidos después de un etiquetado *PoS Tagger*, es decir su etiqueta gramatical, sobre un conjunto de entrenamiento.

### Primer Sistema GMBUAP

El primer sistema, nombrado como GMBUAP, es un enfoque que inicia con una extracción de *n-gramas* de un texto, después se hace una discriminación usando reglas empíricas conseguidas por observación sobre el conjunto de datos de entrenamiento proporcionado por SemEval 2017 Tarea 10 [Augenstein, 2017].

Este sistema consta de las siguientes fases, que se ilustran en el algoritmo de la figura 1:

- Pre-procesamiento de los documentos. Al texto de los documentos se eliminaron caracteres extraños como corchetes o no imprimibles. Dejando únicamente los símbolos: paréntesis, comas, puntos, guion medio, guion bajo, comillas, punto y coma, diagonal, llaves. Posteriormente, el documento fue dividido en oraciones.
- Formación de *n-gramas*. Cada oración del texto fue dividida en términos y se encontraron todas las posibles combinaciones de *n* palabras. En esta

aproximación decidimos formar gramas que van de 1 hasta una longitud máxima de 5 (*1-grama, ... ,5-gramas*).

```
Entrada: Texto_cientifico
Salida: Conjunto de palabras_clave
Inicio
  Gramas <- []
  TextoPreprocesado <- Preprocesamiento(Texto_cientifico)
  Oraciones <- PartirEnOraciones(TextoPreprocesado)
  Para cada oracion en Oraciones hacer:
    GramasDeLaOracion <- CrearGramas(oracion)
    Gramas <- Gramas + GramasDeLaOracion
  Finpara
  //Parte de la discriminación de candidatos
  NuevosCandidatos <- Regla_A(Gramas)
  NuevosCandidatos <- Regla_B(NuevosCandidatos)
  PalabrasClaveDelTexto <- Regla_C(NuevosCandidatos)
  Return PalabrasClaveDelTexto
Fin
```

Figura 1 Algoritmo del Primer sistema (GMBUAP).

- Discriminación de candidatos. Usando la observación sobre los datos de la tarea, fueron propuestas tres reglas empíricas para la reducción de candidatos:
  - a. Eliminar candidatos con palabras vacías (*stopwords*) al inicio y al final. Esta regla se creó bajo la premisa de que las frases clave identificadas en las anotaciones no contenían estas palabras al inicio. Por lo tanto, se decidió eliminar las que estaban al final puesto que dan por entendido que la idea sigue, pero se vio truncada en el momento de generar los gramas (ver resultado de regla A en la tabla 1). Además, en este paso eliminamos aquellas frases candidatas de longitud un carácter.
  - b. Eliminar candidatos que no formen parte del texto. El pre-procesado ocasiona que algunos caracteres considerados como no imprimibles fueran eliminados y con esas deficiencias se formaron los *n-gramas*. Al tener este problema las frases clave candidatas formadas pueden no estar completas en el texto al hacer el mapeo y por consiguiente son eliminadas (ver resultado regla B en la tabla 1).
  - c. Eliminar candidatos que no tengan ambos paréntesis. Las palabras clave pueden tener paréntesis dentro de ellas pero es necesario que posean ambos, el paréntesis de inicio y el paréntesis de cierre (ver resultado regla C en la tabla 1).



Tabla 1 Ejemplo del funcionamiento de las reglas.

Texto	Frases candidatas	Regla	Resultado
...such as X-ray absorption spectroscopy (XAS) and X-ray emission spectroscopy (XES) at...	<b>and</b> X-ray emission spectroscopy	A	Rechazada
...such as X-ray absorption spectroscopy (XAS) and X-ray emission spectroscopy (XES) at...	X-ray emission spectroscopy (XES)	B	Aceptada
<i>Frases clave:</i> X-ray emission spectroscopy (XES)	emission spectroscopy (XES)	C	Rechazada

En la tabla 1 se muestra un ejemplo de la aplicación de las reglas mencionadas anteriormente, en la columna uno se muestra un extracto de un documento, en la columna dos un ejemplo de frase candidata, es decir, un *5-grama*, en la columna 3 la regla aplicada y el resultado de esta en la columna 4.

## Segundo Sistema

El segundo sistema continua con el enfoque de creación de candidatos con base a *n-gramas* y siguiendo las técnicas de discriminación antes descritas. Sin embargo, en esta aproximación se hacen operaciones adicionales al pre-procesado y se añade una regla de discriminación que utiliza patrones.

La finalidad de añadir otras operaciones al pre-procesado responde a una deficiencia localizada en el paso de la división de un texto en oraciones debido a abreviaciones encontradas en el cuerpo. Estas abreviaciones interfieren al momento de realizar el corte del texto puesto que nuestro criterio es hacerlo al encontrar el carácter punto '.'. Para evitar estos conflictos reemplazamos las abreviaciones con el carácter punto en su cuerpo de tal forma que el proceso pudiera ser revertido y no comprometieran la integridad de los candidatos. En la tabla 2, se muestran las abreviaciones con su respectivo reemplazo que fueron aplicadas a los textos.

Con el fin de encontrar un complemento a las tres primeras reglas, se recurrió al etiquetado gramatical o *Part-of-Speech Tagging (PoS* en inglés) [Toutanova, 2003]. Su objetivo es agregar una etiqueta a cada término de la frase clave. El etiquetado gramatical, en base a su categoría léxica, brinda información sobre una

palabra y su contexto [Rodríguez, 2013]. En este caso, lo usamos para formar patrones.

Tabla 2 Abreviaciones localizadas y su reemplazo.

Abreviación	Reemplazo
e.g.	e-g
Fig.	Fig-
Eq.	Eq-
Ref.	Ref-
al.	al-

Para ello, las palabras clave encontradas en los archivos de anotaciones fueron etiquetadas mediante *PoS tagger*, después de realizar este paso se obtuvieron un total de 1420 patrones que fueron ordenados de acuerdo a la cantidad de repeticiones que tenían dejando solamente aquellos que tuvieran diez o más para motivos prácticos. Los patrones seleccionados se muestran en la tabla 3, junto con sus frecuencias. La finalidad de esta regla fue validar y discriminar candidatos respetando aquellos que sean lo más consistentes con una estructura de frase clave.

Por lo tanto, el funcionamiento de la segunda aproximación se describe a continuación y se ejemplifica en el algoritmo de la figura 2:

- Obtención de patrones de palabras clave para la validación. Se emplea un etiquetado *PoS Tagger* sobre las frases clave de los archivos de anotaciones del corpus de entrenamiento y se realiza la extracción de patrones considerando aquellos con frecuencia de aparición mayor a diez (ver tabla 3).
- Pre-Procesado de los documentos. Se realiza un nuevo pre-procesado sobre el texto, en esta ocasión se usó la nueva técnica de reemplazo en abreviaciones conflictivas (ver tabla 2).
- Formación de *1-gramas*, ... ,*5-gramas*.
- Discriminación de candidatos. Las tres primeras reglas se describen en el algoritmo de la figura 1.
  - a. Eliminar candidatos con palabras vacías al inicio y al final.

- b. Eliminar candidatos que no formen parte del texto.
- c. Eliminar candidatos que no tengan ambos paréntesis.

Tabla 3 Patrones para el segundo sistema y sus frecuencias.

Patrón	Frecuencia	Patrón	Frecuencia
NN	990	NNP NNP NNP	17
NN NN	492	NN IN DT NN	17
JJ NN	390	JJ NN NN NNS	16
NN NNS	265	RB NN	15
JJ NNS	252	NNP NN NNS	15
NNS	231	NNP	15
JJ NN NN	191	NN VBG	15
JJ NN NNS	135	NN JJ NN	15
NNP NN	129	NNP NNP	14
NN NN NN	89	NN JJ NNS	14
NNP NNS	82	JJ NNP NNS	13
VBG	51	JJ CC JJ NNS	13
NN NN NNS	51	DT NN	13
JJ JJ NN	50	VBN JJ NN	12
JJ	43	VBG NN NNS	12
VBG NN	39	VBG DT JJ NN	12
JJ JJ NNS	31	NN IN NNS	12
VBN NN	30	NN CC NN NNS	12
VBN	24	JJ JJ NN NN	12
VBG NNS	23	CD NNS	12
JJ NN NN NN	23	CD NN	12
NNP NN NN	21	NNP JJ NN	11
NN IN NN	21	NN IN NN NNS	11
VBN NNS	20	VB DT JJ NN	11
VBG NN NN	18	NNP NNP NN	10
JJ NNP	18	NN VBG NN	10
NNS NN	17	NN IN NN NN	10

```

Entrada: Texto_científico
Salida: Conjunto de palabras_clave
Inicio
Gramas <- []
Patrones <- CargaPatrones()
TextoPreprocesado <- NuevoPreprocesamiento(Texto_científico)
Oraciones <- PartirEnOraciones(TextoPreprocesado)
Para cada oracion en Oraciones hacer:
    GramasDeLaOracion <- CrearGramas(oracion)
    Gramas <- Gramas + GramasDeLaOracion
Finpara
//Parte de la discriminación de candidatos
NuevosCandidatos <- Regla_A(Gramas)
NuevosCandidatos <- Regla_B(NuevosCandidatos)
NuevosCandidatos <- Regla_C(NuevosCandidatos)
PalabrasClave <- ValidacionPorPatrones(NuevosCandidatos,Patrones)
Return PalabrasClave
Fin

```

Figura 2 Algoritmo del Segundo sistema.

- Validación de candidatos usando patrones. Los candidatos se recibieron, etiquetaron y posteriormente mapearon con los patrones encontrados en la tabla 3 para validarlos mediante su estructura y definir si es una frase clave candidata.

### 3. Resultados

Los sistemas fueron evaluados usando las medidas clásicas de *Precisión* (ecuación 1), *Exhaustividad* (ecuación 2) y *Medida-F<sub>1</sub>* (ecuación 3) que dan como resultado el rendimiento general del sistema [Tolosa, 2008]. Ambos se calificaron usando un script proporcionado por los organizadores de la Tarea 10 de SemEval 2017, junto con un *gold* estándar [Augenstein, 2017].

$$Precisión(S) = \frac{Cantidad\ de\ términos\ relevantes\ recuperados}{Cantidad\ de\ términos\ recuperados} \quad (1)$$

$$Exhaustividad(S) = \frac{Cantidad\ de\ términos\ relevantes\ recuperados}{Cantidad\ de\ términos\ relevantes} \quad (2)$$

$$Medida - F_1(S) = \frac{2}{\frac{1}{Precisión(S)} + \frac{1}{Exhaustividad(S)}} \quad (3)$$

#### Conjunto de Datos

Los datos proporcionados por los organizadores de SemEval 2017 tarea 10, constan de 500 artículos científicos del área de Ciencias de la Computación, Ciencias de Materiales y Física. Estos fueron divididos en tres grupos, 350 como conjunto de entrenamiento, 50 como conjunto de desarrollo y 100 para realizar las pruebas de nuestros sistemas. El total de frases clave del *gold* estándar es de 2051.

Cada uno de los 500 artículos fue extraído de la página de *ScienceDirect* y consta de tres partes, un archivo XML con todo el texto, TXT con un párrafo del texto y un archivo de anotaciones, el archivo contiene las palabras clave con un identificador, su clasificación, la posición dentro del texto y la frase clave. Todo el conjunto de datos se encuentra en el idioma inglés.

## Evaluación

El primer sistema (GMBUAP) es un algoritmo reportado en la Tarea 10 de SemEval [Augenstein, 2017], el número de frases claves candidatas se presentan en la tabla 4 y su disminución a nivel de renglones al aplicar cada regla del algoritmo, ver columna 2 de la tabla 4. El número de frases claves candidatas del segundo sistema se presenta en la tercera columna de la tabla 4. Como puede observarse la aplicación de la regla correspondiente a patrones del segundo sistema consiguió un decremento notable de términos candidatos para la evaluación.

Tabla 4 Decremento de frases clave candidatas en el primer y segundo sistema.

Filtro	Frases clave candidatas	
	Primer sistema	Segundo sistema
Original	71804	77339
Primera regla	27994	27254
Segunda regla	21553	24611
Tercera regla	20871	22398
Patrones	----	11909

En la tabla 5 se muestran los resultados experimentales de los dos sistemas comparándolos con los resultados de otros equipos que participaron en SemEval 2017 Tarea 10. Se observa que el primer sistema GMBUAP obtiene bajos resultados, mientras que el segundo sistema logra superar los resultados del primero, consiguiendo un 0.22 de *Medida-F<sub>1</sub>*.

Tabla 5 Evaluación general de las aproximaciones.

Equipo	<i>Medida-F<sub>1</sub></i>
SciX	0.42
IHS-RD-BELARUS	0.41
Know-Center	0.39
LIPN	0.38
SZTE-NLP	0.35
<b>Segundo sistema</b>	<b>0.22</b>
<b>GMBUAP</b>	<b>0.08</b>

La tabla 6 presenta los resultados experimentales de los dos sistemas. Se observa un incremento en los resultados de *Precisión*, *Exhaustividad* y *Medida-F<sub>1</sub>* del

Segundo sistema con respecto a GMBUAP. Sin embargo, la gran cantidad de candidatos generados por el procedimiento de *n-gramas* comprometieron la precisión y con ello la calificación general. El siguiente objetivo de nuestra investigación consiste en disminuir la cantidad de frases candidatas con la intención de mejorar los resultados.

Tabla 6 Resultados de precisión, recuerdo y medida- $F_1$  de ambos sistemas.

	<b>Precisión</b>	<b>Exhaustividad</b>	<b>Medida-<math>F_1</math></b>
Segunda aproximación	0.18	0.63	0.22
Primera aproximación	0.04	0.53	0.08

#### 4. Discusión

Se presentan dos sistemas para la extracción de frases clave en textos científicos, el primer sistema utiliza *n-gramas* y realiza discriminación usando reglas empíricas. Posteriormente, presentamos una ligera mejora como segundo sistema que utiliza patrones obtenidos a través de un etiquetado *PoS tagger*.

El segundo sistema logra un 0.22 de *Medida- $F_1$*  superando al primer sistema que consiguió un 0.08 de *Medida- $F_1$* . Asimismo, la *Exhaustividad* y la *Precisión* del segundo sistema también aumento de manera evidente con respecto al primer sistema, lo cual indica que el segundo sistema recupera más de la mitad de las frases clave en el conjunto de prueba y disminuye la cantidad de términos que no son consideradas frases clave. Partimos de la hipótesis de que las frases clave mantiene una estructura morfológica en el texto, es decir, están formadas normalmente por adjetivos y/o sustantivos, lo cual permitió disminuir la cantidad de frases clave candidatas y validar la hipótesis.

La puntuación en *Medida- $F_1$*  de ambos sistemas es competitivo con respecto a los otros equipos participantes en la tarea de SemEval, según lo reportado por [Augenstein, 2017] en el documento de descripción de la tarea. En ambos sistemas solo se utilizaron los datos proporcionados por los organizadores, sin embargo, los otros equipos utilizaron recursos externos y enfoques supervisados que les permitió mejorar los resultados de sus propuestas.

## 5. Conclusiones

En esta investigación se presentan dos sistemas para la extracción de frases clave en textos científicos, el primer sistema usa una extracción de *n-gramas* para la extracción de frases clave candidatas y después se discriminan usando reglas empíricas que se obtuvieron por observación sobre el conjunto de datos de entrenamiento de la tarea. Posteriormente, se realizó una mejora al primer sistema y a las reglas empíricas a través del uso de patrones obtenidos después de un etiquetado *Part-of-Speech (PoS)* sobre frases clave identificadas del conjunto de entrenamiento y usando aquellos patrones con una frecuencia de aparición mayor a 10.

Los resultados obtenidos en la evaluación de los sistemas en *Medida- $F_1$*  son de 0.08 para el primer sistema y 0.22 para el segundo sistema. Lo anterior, muestra que el enfoque propuesto basado en la hipótesis de que una frase clave tiene una estructura morfológica obtiene resultados competitivos comparado a otros enfoques que realizan su detección de frases clave usando aprendizaje supervisado y recursos externos para mejorar sus resultados.

Para futuras investigaciones, se pretende disminuir el número de términos extraídos y mejorar la puntuación de nuestros sistemas. Por lo cual, se están estudiando otras formas de extracción que puedan usarse de forma independiente o combinarlas con lo propuesto, entre ellas está la intención de aplicar similitud semántica, recurrir a técnicas más tradicionales como es el pesado de términos, es decir, *TF-IDF* o incluso modelos de aprendizaje supervisado, por ejemplo, Naïve Bayes, Máquinas de Soporte Vectorial y Árboles de decisión.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Augenstein, I., Riedel, S., Vikraman, L., McCallum, A., & Das, M., SemEval-2017 task 10: Extracting keyphrases and relations from scientific publications. The 11th International Workshop on Semantic Evaluation (SemEval-2017). Vancouver, Canada: Association for Computational Linguistics, 2017.

- [2] Matsuo, Y., & Ishizuka, Keyword Extraction from a Single Document using Word Co-occurrence Statistical Information. *FLAIRS*, pp. 392-396, 2003.
- [3] Ortiz, R., David, P., Tovar, M., & Jiménez-Salazar, H., BUAP: An Unsupervised Approach to Automatic Keyphrase Extraction from Scientific Articles. *Proceedings of the 5th International Workshop on Semantic Evaluation*, pp. 174-177, 2003.
- [4] Ouyang, Y., Li, W., & Zhang, R., 273. Task 5. Keyphrase Extraction Based on Core Word Identification and Word Expansion. *Proceedings of the 5th International Workshop on Semantic Evaluation*, pp. 142–145, 2010.
- [5] Park, J., Gun Lee, J., & Daille, B., UNPMC: Naïve Approach to Extract Keyphrases from Scientific Articles. *Proceedings of the 5th International Workshop on Semantic Evaluation*, pp. 178–181, 2010.
- [6] Rodriguez , F. J., *Nuevas fuentes de información para entrenamiento de etiquetados gramaticales*. Buenos Aires: Universidad de Buenos Aires, 2013.
- [7] Siqueira, C., ¿Cómo encontrar las palabras clave en un texto?, 22 de Diciembre de 2005. Obtenido de Universia.net: <https://goo.gl/q1JgPy>
- [8] Stuart, R., Dave, E., Nick Cramer, & Wendy Cowley, Automatic keyword extraction from individual documents. *Text Mining: Applications and Theory*, pp. 1-20, 2010.
- [9] Thuy Dung, N., & Minh-Thang, L., WINGNUS: Keyphrase Extraction Utilizing Document Logical Structure. *Proceedings of the 5th International Workshop on Semantic Evaluation*, pp. 166-169, 2010.
- [10] Tolosa, G. H., & Bordignon, F. R., *Introducción a la Recuperación de Información*. Buenos Aires : Tolosa y Bordignon, 2008.
- [11] Toutanova, K., Klein, D., Manning, C., & Singer, Y., Feature-Rich Part-of-Speech Tagging with a Cyclic Dependency Network. In *Proceedings of HLT-NAACL 2003*, pp. 252-259, 2003.



# **SIMULACIÓN Y CONTROL DEL PROCESO DE MACERACIÓN DE UNA CERVECERÍA ARTESANAL**

***Jesús Antonio Flores Tovar***

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco  
*ing.antonio.flores.tovar@gmail.com*

***Miguel Magos Rivera***

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco  
*mrm@correo.azc.uam.mx*

***José Antonio Lara Chávez***

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco  
*jalch@correo.azc.uam.mx*

***José Manuel Domínguez Martínez***

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco  
*jmdm-legolas@hotmail.com*

***Juan Alberto Godínez Viveros***

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco  
*beetoo819@hotmail.com*

## **Resumen**

Uno de los procesos involucrados en la fabricación de cerveza es la maceración. En éste, se mezcla el grano con agua caliente para obtener un líquido denominado mosto. La calidad y sabor de la cerveza depende directamente de la proporción de grano y agua empleados, así como de la temperatura de ésta última. En este artículo se describe la elaboración de un simulador del proceso de maceración de una cervecería artesanal. El objetivo de este sistema es el de facilitar la realización de pruebas a los algoritmos que se emplearán para controlar las variables del sistema real. A partir de las ecuaciones de balance de materia y energía del proceso, el simulador entrega a un Controlador Lógico Programable

valores de temperatura, flujo y nivel. El controlador a partir de la información recibida, y empleando algoritmos PID, genera las señales de control para las válvulas virtuales del simulador. El intercambio de datos entre el equipo de control y el simulador se realiza por medio de un servidor OPC. El sistema desarrollado ha permitido validar y ajustar los parámetros de control que se emplearán en el sistema real.

**Palabras Claves:** Cervecería Artesanal, Control de Procesos, Controlador Lógico Programable, Interface Hombre Máquina, Simulación de Procesos.

### **Abstract**

*One of the phases involved in brewing is the mashing process. In this, the grain is mixed with hot water to obtain a liquid called wort. The quality and taste of the beer depends directly on the proportion of grain and water used, as well as its temperature. In this paper a simulator of the mashing process of a craft brewery is presented. The objective of this system is to facilitate the testing of the algorithms that will be used to control the variables of the real system. From a mass and energy balance of the process, the simulator delivers to a Programmable Logic Controller (PLC) temperature, flow and level values. Based on the information received, and using PID algorithms, the PLC generates the control signals for the virtual valves of the simulator. Data exchange between the control unit and the simulator is via an OPC Server. The developed system has allowed to validate and adjust the control parameters that will be used in the real system*

**Keywords:** *Craft Brewery, Human Machine Interface, Process Control, Process Simulation, Programmable Logic Controller.*

## **1. Introducción**

La producción de cerveza se encuentra dentro del 5% de las actividades manufactureras más importantes en México. Actualmente el país ocupa el primer lugar mundial como exportador y el cuarto como productor de cerveza con 105 millones de hectolitros al año. Esta área productiva representa cerca del 30% de la producción total de la rama industrial de bebidas en el país [INEGI, 2016]. Al ser

México uno de los principales consumidores de cerveza, sexto a nivel mundial, la búsqueda de sabores distintos por parte de un sector del mercado ha ido en incremento. Es de esta forma que las pequeñas cervecerías artesanales, que proponen productos distintos a los ofrecen las grandes empresas, han presentado un ritmo sostenido promedio del 35% anual desde el año 2010 [Deloitte, 2017]. A finales del 2016, se contaban cerca de 400 cervecerías artesanales formalmente registradas, las cuales producían casi 105 mil hectolitros [Acermex, 2017].

El proceso de fabricación de la cerveza ya sea en grandes volúmenes o a nivel artesanal, consta de un conjunto de etapas. En estas, se extraen algunos componentes del grano original, el líquido resultante es fermentado y posteriormente acondicionado para ser envasado.

Una de las primeras etapas en la fabricación de la cerveza es la denominada maceración. En este proceso el grano triturado en la etapa anterior se mezcla con agua caliente en un tanque agitado. La figura 1 muestra el diagrama de flujo de las operaciones involucradas en la producción de cerveza, haciendo énfasis en el lugar que ocupa el proceso de maceración.

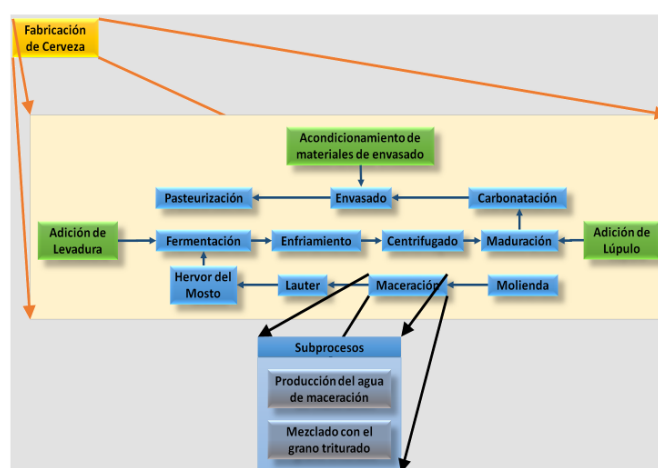


Figura 1 Diagrama de flujo del proceso de fabricación de la cerveza.

La operación de maceración permite extraer del grano determinados componentes, los cuales quedan contenidos en el líquido final denominado mosto. La calidad y sabor de la cerveza depende directamente de la proporción de grano y agua empleados, así como de la temperatura de ésta última. Debido a lo

anterior, el proceso de maceración debe llevarse a cabo bajo condiciones controladas de volumen, temperatura y tiempo [Kunze, 2006].

Al igual que muchas de las cervecerías artesanales del país, la empresa en la cual se realizó el proyecto que se presenta en este artículo inició sus operaciones con equipos poco automatizados. Lo anterior hace depender del factor humano muchos de los parámetros asociados a la producción de la bebida. Como parte de la modernización de sus equipos, la empresa inicio un proyecto para la automatización de la etapa de maceración. Se trata de controlar, de forma automática, la temperatura y el flujo del agua que entra al tanque donde se lleva a cabo el proceso. Además, se debe controlar tanto la temperatura de la mezcla agua-grano, como el nivel del tanque donde se lleva a cabo la maceración.

Un problema al cual se enfrenta el equipo que trabaja en este proyecto de automatización, es el hecho de tener que detener la línea de producción para poder realizar pruebas a los algoritmos y secuencias de control diseñados. También se debe considerar que las pruebas que se efectúan implican un cierto desperdicio de energía y materia prima. Además de existir el riesgo, tanto para los equipos como para las personas, por estar manipulando sistemas por los cuales circula agua a temperaturas cercanas a 80 °C.

Tomando en cuenta lo anterior, se propuso la elaboración de un simulador del proceso de maceración empleado en la empresa. A partir de condiciones de operación iniciales, y con base en ecuaciones de balance de materia y energía, un programa de cómputo determina los valores de las principales variables físicas involucradas en el proceso. El simulador desarrollado tiene la capacidad de enviar, mediante un servidor OPC (OLE for Process Control), la información obtenida a un Controlador Lógico Programable.

Para el proceso de producción del agua de maceración, el controlador determina el grado de apertura de las válvulas de agua caliente y agua fría. Lo anterior basado en los valores enviados por sensores virtuales. Además, en el proceso de mezclado del agua con el grano, a partir de la señal de un sensor de nivel también virtual, el controlador regula la cantidad de agua que se introduce al tanque, así como el momento en el cual inicia la alimentación del grano. Adicionalmente, se

cuenta con tres válvulas de vapor las cuales, por medio de intercambiadores de calor, permiten ajustar la temperatura de la mezcla al interior del tanque.

El paquete de cómputo empleado para realizar la simulación fue Intouch de la compañía Wonderware. Además de poder programarse las ecuaciones que describen el comportamiento del proceso, en este paquete es posible realizar el monitoreo del sistema mediante interfaces gráficos animados. La razón de emplearlo en esta aplicación es debido a que cuenta con la capacidad de comunicarse con controladores industriales, lo que permite simular únicamente el proceso. De esta forma, la acción de control puede ser realizada por los equipos de control que se emplearían en la realidad.

En la literatura existen diversos trabajos en los cuales se plantea el control y la automatización de alguna parte del proceso de fabricación de la cerveza. En [Buttrick, 2007], el autor hace una revisión de las principales aportaciones que la automatización aportó a la industria cervecera en las últimas décadas del siglo pasado y primera del presente. Mediante estudios de costo/beneficio, el autor presenta justificaciones para automatizar los procesos involucrados en la fabricación de la cerveza. Finalmente, una visión del futuro de la automatización en esta rama industrial también es presentada. Por su parte en [Birle *et al.*, 2013] los autores hacen una revisión de trabajos relacionados con la implementación de lógica difusa en el control de procesos de fabricación de bebidas y alimentos. Específicamente, en [Lujan *et al.*, 2010] se presenta el uso de lógica difusa para el control de las etapas de maceración y cocción en una planta artesanal de cerveza. En este trabajo, el control y monitoreo del proceso se realizó con ayuda de Labview. De igual manera, en [O'Connor *et al.*, 2002] se desarrolla un modelo basado en lógica difusa que considera la relación entre las diversas variables involucradas en el proceso de fermentación de la cerveza. El modelo obtenido es, finalmente, integrado al algoritmo de control del proceso. Por otro lado, en [De Andres *et al.*, 1997] los autores plantearon la optimización dinámica de procesos de fermentación de cerveza. El objetivo fue encontrar, mediante algoritmos genéticos, el mejor perfil de temperatura bajo el cual realizar la fermentación para acelerar el proceso.

La simulación de procesos ha sido de gran utilidad ya sea para estudiar o predecir el comportamiento de algunos procesos, así como para tareas de capacitación. Diversas herramientas de cómputo han sido empleadas para la elaboración de simuladores. En [Rodman *et al.*, 2016] se presenta la simulación en Matlab del proceso de fermentación de la cerveza. En este trabajo, los autores muestran el efecto que tiene la selección del perfil de temperatura a utilizar, al igual que el ajuste correcto de las condiciones iniciales, sobre la calidad de la cerveza. En [Andrés-Iglesias, *et al.*, 2015] el paquete de simulación Aspen es empleado para la simulación de un proceso de producción de cerveza sin alcohol. También ChemCAD ha sido empleado para la simulación de procesos de la industria de bebidas. En [Valderrama, *et al.*, 2012], los autores emplean este paquete de cómputo para simular tres distintos procesos de producción de bebidas alcohólicas y así demostrar la utilidad de la herramienta en esta área de la industria.

El paquete de cómputo empleado en el trabajo que aquí se expone, Intouch de Wonderware, es empleado en múltiples plantas industriales, siendo su principal aplicación el monitoreo y supervisión de procesos [Invensys Systems Inc., 2005]. En la literatura se encuentran algunos trabajos en los cuales se emplea esta herramienta. Una aplicación en la simulación de procesos, aunque no dentro de la industria alimenticia, es la que se presenta en [Wijaksono, *et al.*, 2015]. En este trabajo se simula el funcionamiento de un reactor nuclear del tipo agua a presión programando el modelo matemático en Intouch. Este paquete de cómputo ha sido empleado en la elaboración de interfaces de usuario. En [Xiaodong, *et al.*, 2015], se presenta una propuesta de control mediante PLC de un proceso de fermentación de cerveza. La interface de monitoreo en este trabajo se desarrolló con Intouch. Por último, podemos mencionar el trabajo que se presenta en [Wang, *et al.*, 2013], se emplea Intouch para la elaboración de la interface de monitoreo de un conjunto de máquinas CNC. Combinando este paquete de cómputo con Matlab y SQLServer, se desarrolló un sistema que alerta a los operadores cuando alguna de las máquinas fabrica piezas fuera de especificación, con lo que se logra elevar la eficiencia de la producción.

## 2. Métodos

Como ya se mencionó, el proceso de maceración puede ser dividido en dos grandes subprocesos: la producción del agua de maceración y el mezclado de ésta con el grano. Se puede considerar que el sistema desarrollado cuenta con dos simuladores, uno para cada subproceso. La parte central en cada uno de ellos es el modelo matemático que describe el comportamiento de cada etapa. Adicionalmente, cada bloque tiene una interface que permite establecer los parámetros de la simulación, así como pantallas para monitorear su operación. El servidor OPC y el Controlador Lógico Programable completan el sistema. En el diagrama de la figura 2, se muestra el diagrama de bloques del simulador completo, cada una de las partes que lo componen se describe en el resto del artículo.



Figura 2 Diagrama de bloques del sistema desarrollado.

### Producción del agua de maceración

En la maceración se mezcla agua caliente con el grano con el fin de convertir los almidones en azúcares. Como ya se mencionó, la calidad y sabor de la cerveza depende directamente de la temperatura del agua empleada. En la planta, el agua de maceración se obtiene mezclando un flujo de agua caliente con otro de agua fría. En el proyecto de automatización, se plantea que un Controlador Lógico Programable lea el valor de flujo y temperatura de la mezcla de agua y a partir de esta información regule automáticamente la abertura de dos válvulas

proporcionales. El objetivo en esta parte del proyecto, es obtener un flujo de agua constante con un valor determinado de temperatura. Cabe mencionar que ni la temperatura ni el flujo del agua caliente y fría son constantes.

### Modelo matemático

Las ecuaciones que describen el comportamiento de esta parte del proceso corresponden a un balance de materia y energía. El flujo de la mezcla de agua caliente y fría (flujo de maceración) ( $\dot{V}_{AM}$ ) es igual a la suma de los flujos de entrada, multiplicados cada uno por la abertura de la válvula de agua fría y de agua caliente ( $A_f$  y  $A_c$ ), ecuación 1.

$$\dot{V}_{AM} = \dot{V}_{Af} A_f + \dot{V}_{Ac} A_c \quad (1)$$

Por su parte, la temperatura del agua de maceración ( $T_{AM}$ ), está dada por un promedio ponderado de la temperatura de ambos caudales, ecuación 2.

$$T_{AM} = \frac{\dot{V}_{Af} A_f T_{Af} + \dot{V}_{Ac} A_c T_{Ac}}{\dot{V}_{Af} A_f + \dot{V}_{Ac} A_c} \quad (2)$$

Las ecuaciones anteriores se programan en el paquete de computo Intouch. La sintaxis que maneja esta aplicación es muy similar a la del lenguaje C.

### Interface de usuario

Se elaboraron dos las pantallas que permiten la interacción del usuario con la sección del simulador asociada al proceso de producción del agua de maceración. La primera de ellas permite configurar la simulación y monitorear su funcionamiento, mientras que la segunda permite visualizar un gráfico animado de esta parte del proceso:

- **Parámetros iniciales de simulación.** Esta ventana permite configurar los parámetros de la simulación, así como monitorear cuantitativamente el comportamiento de las variables de interés. Los parámetros se encuentran agrupados en seis grupos funcionales. Los primeros tres bloques permiten ajustar los parámetros de la simulación, mientras que los tres últimos permiten monitorear el comportamiento de esta.



En el primer grupo se especifican los valores de flujo y temperatura para las dos líneas de alimentación de agua. Para cada entrada de agua se cuenta con un campo en el cual se puede especificar el tiempo de respuesta de las válvulas. Este parámetro se refiere al tiempo que tardan las válvulas en pasar de totalmente cerradas a totalmente abiertas. Las válvulas que se proponen para la aplicación real son del tipo electroválvulas proporcionales, las cuales mediante un motor, desplazan el vástago de las mismas. Los tiempos de recorrido son del orden de 2 minutos, esta característica es contemplada por el simulador. El siguiente grupo corresponde a los parámetros de consigna de flujo y temperatura del agua de salida, es decir, los valores a los cuales se desean mantener estas dos variables. La propuesta de control del sistema se basa en dos algoritmos PID independientes, es en la tercera ventana de la interface que el usuario proporciona los parámetros de ambos controladores. Estos algoritmos están implementados en el Controlador Lógico Programable externo, el cual por medio del servidor OPC lee los valores correspondientes. El quinto bloque de variables despliega los valores de temperatura y flujo a la salida de las válvulas, así como el valor real de apertura de cada una de estas. Este valor se determina, como ya se mencionó, tomando en cuenta el retardo propio de los dispositivos. El último grupo despliega los valores finales de temperatura y flujo del agua de maceración.

Adicionalmente se cuenta con botones que permiten saltar a otras ventanas del simulador.

- **Monitoreo gráfico de la simulación.** En esta ventana se tiene un gráfico en el cual se observan las dos líneas de alimentación de agua. Parejas de indicadores de temperatura y flujo se ubican antes y después de cada una de las válvulas, así como en la tubería de salida.

### **Mezcla con grano**

El siguiente bloque del simulador corresponde al tanque en el cual se realiza la mezcla del grano molido y el agua de maceración resultante de la etapa anterior.

## Modelo matemático

En este bloque del simulador, se determina el nivel en el mezclador, así como la temperatura de la mezcla. El valor del nivel depende del volumen de agua ( $\dot{V}_A$ ) y grano vertidos en el macerador ( $\dot{V}_G$ ) por unidad de tiempo, así como de la geometría del tanque. En forma simplificada el volumen total ( $V_T$ ) está dado por la ecuación 3.

$$V_T = (\dot{V}_A + \dot{V}_G) \cdot t \quad (3)$$

Por su parte, la temperatura de la mezcla depende de la cantidad y temperatura de los materiales introducidos al tanque, así como del estado de las tres válvulas que controlan el paso de vapor hacia igual número de intercambiadores de calor colocados alrededor del mezclador. En forma simplificada la temperatura del producto al interior del tanque está dada por la ecuación 4.

$$T_m = T_{A_{mat}} + T_{A_{val1}} + T_{A_{val12}} + T_{A_{val123}} \quad (4)$$

Como puede observarse, la ecuación de la temperatura de mezcla ( $T_m$ ) está compuesta por cuatro términos. El primero depende únicamente del volumen y temperatura del agua de maceración y del grano ( $T_{A_{mat}}$ ). Los tres términos restantes dependen de estado en que se encuentren cada una de las válvulas de vapor (temperaturas de aporte válvulas:  $T_{A_{val1}}$ ,  $T_{A_{val12}}$  y  $T_{A_{val123}}$ ). Cabe mencionar que la segunda válvula de vapor solo puede accionarse si la primera se ha abierto. Una condición similar se tiene para el tercer dispositivo, solo se abre si los dos primeros están permitiendo el paso de vapor.

La decisión respecto a cuantas válvulas activar, la tiene el Controlador Lógico Programable. Este equipo, con base en el valor de la temperatura y nivel de la mezcla, decide cuantas válvulas abrir. Lo anterior hasta llevar la temperatura del líquido en el mezclador al valor correcto.

## Interface de usuario

**Monitoreo gráfico de la simulación.** En esta ventana se tiene la imagen animada del tanque de mezclado. En este gráfico el estado de las válvulas de

vapor se refleja con un cambio en la orientación de las palancas correspondientes, así como con el color de los dispositivos. El nivel del líquido al interior del tanque se muestra en forma animada en esta interface. El motor que envía el grano al macerador, así como el agitador de este, cuentan con efectos que simulan su movimiento. Por último, se tienen indicadores numéricos que despliegan los valores del nivel y la temperatura de la mezcla.

### **Servidor OPC**

Este bloque permite el intercambio de información entre el paquete de cómputo en el cual se realiza la simulación y el Controlador Lógico Programable. Se eligió un Servidor OPC para esta tarea. OPC (OLE for Process Control) es un estándar para el intercambio de datos entre dispositivos empleados en aplicaciones de automatización a nivel industrial. Es una herramienta abierta que la mayoría de fabricantes de equipos de automatización ha incluido en sus dispositivos. Para esta aplicación, se seleccionó el servidor OPC Top Server de la compañía Software Toolbox [Software Toolbox, 2013].

De esta forma, vía el Servidor OPC, el simulador en Intouch envía los datos de temperatura y flujo del agua de maceración, así como la temperatura de la mezcla en el macerador, al PLC. Por el mismo medio, el controlador transmite al simulador las señales de control para las dos válvulas proporcionales (agua caliente y agua fría), las tres válvulas de vapor y los dos motores (grano y agitador).

### **Controlador Lógico Programable**

El PLC seleccionado para esta aplicación es el modelo S7-1200 CPU 214 de la marca Siemens [Siemens AG, 2009]. Se trata de un controlador con 14 entradas y 10 salidas digitales. A partir de la información recibida vía el Servidor OPC, el equipo controla la operación de las válvulas de agua y de vapor, así como los motores del grano y del agitador. En la figura 3, se muestra el diagrama de flujo del programa realizado para el controlador.

Al ejecutarse el programa, el controlador queda en espera de que en la interface se active la perilla de Inicio de Simulación. Una vez que esta condición se cumple,

el equipo lee los valores de temperatura y flujo del agua de maceración y ejecuta el algoritmo PID, a partir del resultado se ajustan las válvulas proporcionales. Posteriormente, si ya se tiene un nivel mínimo de agua en el tanque de maceración, se enciende el motor que lo alimenta de grano. Al mismo tiempo se activa el motor de agitación. Enseguida se verifica si la temperatura del líquido al interior del tanque es la adecuada, en caso contrario, se inicia el encendido de las válvulas de vapor para ajustar este parámetro. Finalmente, se verifica si se ha alcanzado el nivel final de producto en el tanque, en caso afirmativo, la simulación concluye.

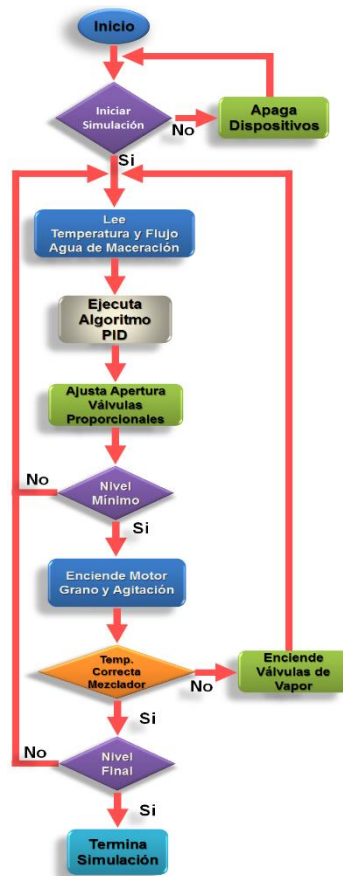


Figura 3 Diagrama de flujo del programa elaborado para el PLC.

### 3. Resultados

El resultado obtenido es un programa de cómputo que simula el comportamiento de las secciones de generación de agua de maceración y del

mezclado de esta con el grano molido. Mediante diversas ventanas el usuario puede configurar la simulación, monitorear cuantitativamente el proceso o bien, visualizar mediante animaciones el estado del mismo. También se incluyeron gráficas que permiten observar el comportamiento de las variables de interés en función del tiempo. La figura 4 muestra la ventana de bienvenida del simulador. En ésta se tienen 5 botones que permiten el acceso a las otras ventanas de la aplicación.

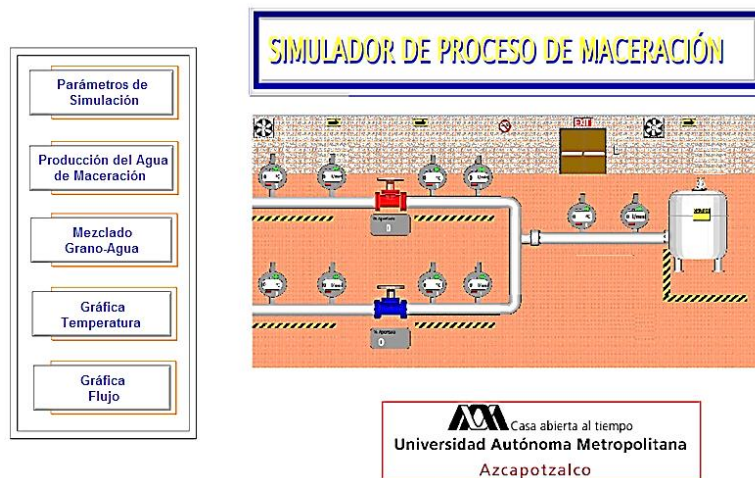


Figura 4 Ventana de inicio del simulador desarrollado.

La ventana de configuración de parámetros de la simulación se muestra en la figura 5. En el ejemplo se especifica una alimentación de agua caliente de 20 l/min a una temperatura de 85 °C. En cuanto al agua fría se estableció un caudal de 25 l/min a 14 °C. Las válvulas consideradas tienen un tiempo de respuesta de 120 s. Se desea tener un flujo de agua de maceración de 30 l/min a 75 °C. Los parámetros del algoritmo PID el control de temperatura del agua de maceración se establecieron en:  $K_p=5$ ,  $T_i=100$  y  $T_d=0$ . Mientras que para el flujo se propusieron en:  $K_p=7$ ,  $T_i=120$  y  $T_d=0$ . Al realizar la captura de pantalla del ejemplo, el algoritmo de control establecía aberturas del 100% y del 61.9% para las válvulas de agua caliente y fría respectivamente. Dado el retardo especificado para las válvulas, los valores reales de abertura al momento de la captura de pantalla eran: 90% y 30%. Con estas aberturas, los valores de la temperatura y del flujo a la salida de la

válvula de agua caliente eran: 85 °C y 18 l/min. Mientras que a la salida de la válvula de agua fría eran: 14 °C y 7.5 l/min. Los valores instantáneos de estas variables una vez mezclados los flujos eran: 64.1 °C y 25.5 l/min.

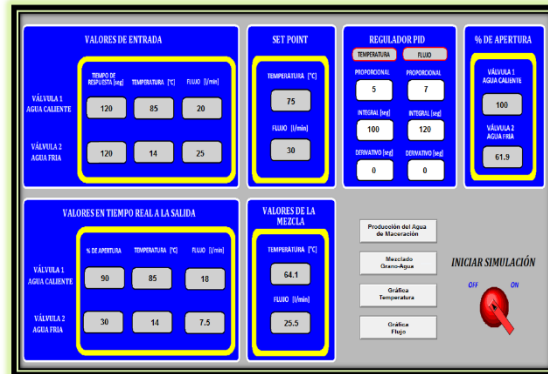


Figura 5 Ventana de configuración de parámetros de simulación.

Adicionalmente se tienen los botones que permiten cambiar de ventana a desplegar, así como la perilla que inicia la simulación con los parámetros establecidos.

En la imagen que se muestra en la figura 6 se observa la pantalla de monitoreo gráfico del proceso de producción del agua de maceración. Los indicadores señalan los valores instantáneos de las variables.

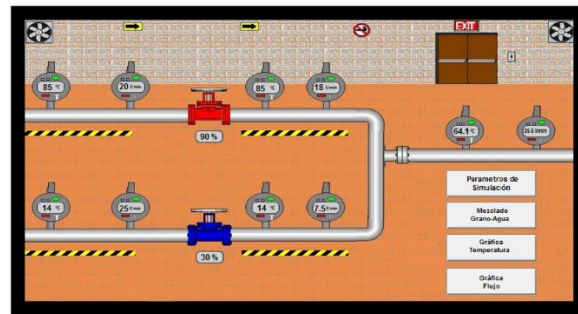


Figura 6 Monitoreo gráfico del proceso de producción del agua de maceración.

Finalmente, la figura 7 muestra la sección de la interface donde se realiza el monitoreo gráfico del mezclado del grano con el agua de maceración.

En este caso se tiene animación sobre algunos de los elementos que conforman la interface. El nivel en el gráfico aumenta de acuerdo con la variable simulada. Así

mismo, la posición de las manivelas de las válvulas de vapor cambia a la vez que el color del cuerpo del dispositivo pasa de rojo a verde dependiendo de su estado. En el ejemplo, se tienen abiertas las dos primeras válvulas de vapor. Por último, los motores muestran una vibración cuando están encendidos y se observa la caída del grano al interior del tanque.

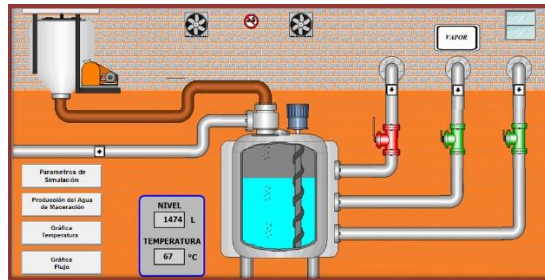


Figura 7 Monitoreo gráfico del proceso de mezclado grano-agua.

Las últimas ventanas de la interface corresponden a las gráficas de comportamiento del flujo y de la temperatura del agua de maceración contra tiempo. La figura 8 muestra la gráfica de flujo vs tiempo, para una simulación realizada. El trazo en verde corresponde al valor de consigna especificado para el flujo, mientras que en rojo se observa el comportamiento en el tiempo de la variable real. Podemos observar como después de iniciada la simulación el valor real alcanza al de consigna y se mantiene en ese punto. Cabe mencionar que, manualmente se produjo una perturbación en alguno de los flujos de alimentación para observar el comportamiento de los algoritmos de control elaborados para el PLC. El resultado se observa en la gráfica, después de algunos segundos, el valor real vuelve a ajustarse. Para la temperatura se tiene una ventana de graficación similar.

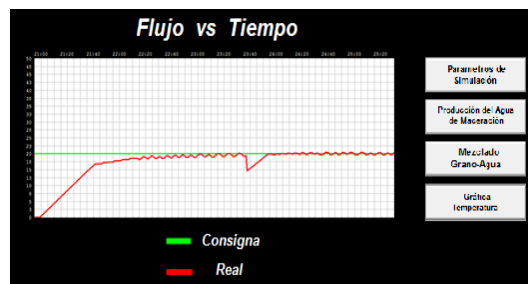


Figura 8 Gráfica del comportamiento en el tiempo del flujo del agua de maceración.

## 4. Discusión

Antes de desarrollar el proyecto que aquí se describe, las de pruebas y ajustes a los algoritmos de control que se plantean emplear para la automatización del sistema real, eran complicadas de realizar. No obstante que la empresa está interesada en alcanzar un cierto grado de automatización de sus procesos, el detener la producción, así como el desperdiciar materia prima y energía, era algo que no les satisfacía. Adicionalmente se tenía el riesgo hacia el personal y los equipos al trabajar con agua a alta temperatura.

La automatización de un equipo involucra 4 elementos básicos: el proceso, los sensores, los actuadores y el controlador. El sistema desarrollado considera la simulación de los tres primeros elementos.

Respecto a la simulación del proceso se puede comentar que las ecuaciones que describen el comportamiento de los dos subprocesos considerados son sencillas y se obtienen de un balance de materia y energía, el cual es un cálculo perfectamente documentado en la bibliografía. Lo anterior permite considerar que esta parte del simulador tiene un comportamiento bastante cercano al del equipo real. Respecto a los sensores, la simulación parte de un comportamiento ideal de los mismos, no se tiene en cuenta ruido electromagnético, caídas de voltaje o algún tipo de perturbación en la señal. Para la implementación real del control se considera el uso de sensores que emplean estándares de transmisión industrial, tales como: 4 a 20 mA o transmisión digital. Así mismo, estos dispositivos se encontrarán a no más de 10 metros de distancia del controlador. Lo anterior, aunque no elimina totalmente, si reduce bastante la probabilidad de perturbaciones en las señales, esto valida la simulación. Por último tenemos las válvulas proporcionales que regulan el flujo de agua caliente y fría para producir el agua de maceración. En este caso, uno de los parámetros que podría afectar el comportamiento del sistema real es el tiempo de respuesta, sobre todo considerando que el valor de esta variable es del orden de varias decenas de segundos. Como se describió en la sección correspondiente, el simulador realiza la abertura de las válvulas considerando este retardo. Lo anterior se ve reflejado



en las variables que se envían al controlador por lo que se tiene la posibilidad de que el algoritmo de control a implementar tome en cuenta ese retardo.

## 5. Conclusiones

Se considera que los objetivos planteados al inicio de la elaboración del simulador que se presenta en este artículo fueron alcanzados. Se logró la elaboración de un sistema compuesto por varias pantallas que sirven de interface para configurar y monitorear experimentos en forma sencilla. El uso del simulador descrito está facilitando las pruebas y ajustes de los algoritmos de control que se implementarán en un futuro cercano en el equipo real.

Al momento de redactar este trabajo, el simulador ha permitido hacer ajustes a los algoritmos originalmente propuestos. Las respuestas obtenidas son satisfactorias por lo que se tiene la certeza de que la implementación física de la automatización tendrá los resultados esperados.

Como trabajo a futuro se pretende iniciar en las próximas semanas las adecuaciones físicas al sistema real para instalar los equipos que permitirán automatizar el proceso. Así mismo, se está considerando incluir en la simulación realizada, la siguiente etapa de la fabricación de la cerveza. Lo anterior permitiría facilitar la automatización de ésta en caso de que la empresa así lo requiera.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Birle S., Hussein M.A., Becker T, Fuzzy logic control and soft sensing applications in food and beverage processes, *Food Control*, Vol. 29, No. 1, pp. 254-269, Enero 2013.
- [2] Acermex, Cerveceros de México, Copa Cerveza, Estado de la industria cervecera artesanal 2016-2017, México, 2017.
- [3] Acermex, Etherpower, SUN 2232, Manual de usuario, Buenos Aires, Argentina, 2015.
- [4] Andrés-Iglesias C., Garcia-Srna J., Montero O., Blanco C., Simulation and flavor compound analysis of dealcoholized beer via one-step vacuum distillation, *Food Research International*, Vol. 73, No. 3, pp. 751-760, 2015.

- [5] Buttrick P., Towards the lights-out brewery, A brewer's view of automation, *The brewer & distiller international*, Vol. 3, No. 4, pp. 1-5, August 2007.
- [6] De Andres Toro B., Girón-Sierra J.M., Lopez-Orozco J.A., Fernandez-Conde C., Optimization of a batch fermentation process by genetic algorithms, *IFAC Proceedings Volumes*, Vol. 30, No. 9, pp. 179-184, June 1997.
- [7] Deloitte, *La cerveza artesanal, Una experiencia multisensorial*, México, 2017.
- [8] INEGI, *La actividad de elaboración de cerveza*, México, 2016.
- [9] Invensys Systems Inc, *Wonderware Factory Suite, Intouch User's Guide*, Lake Forest, California, USA, 2005.
- [10] Kunze W, *Tecnología para Cerveceros y Malteros*, Ed. VLB Berlin, 2006.
- [11] Lujan M., Vásquez V., Control automático con lógica difusa de la producción de cerveza artesanal en las etapas de maceración y cocción, *Scientia Agropecuaria*, Vol. 1, pp. 125-137, 2010.
- [12] O'Connor B., Riverol C., Kelleher P., Bevan R., Hinchy E., D'Arcy J., Integration of fuzzy logic based control procedures in brewing, *Food Control*, Vol. 13, No. 1, pp. 23-31, January 2002.
- [13] Rodman A., Gerogiorgis D., Dynamic simulation and visualisation of fermentation: effect of process conditions on beer quality, *IFAC Papers on line*, Vol. 49, No. 7, pp. 615-620, 2016.
- [14] Siemens AG, *Controlador Programable S7-1200, Manual del Sistema*, Nuremberg, Alemania, 2009.
- [15] Software Toolbox Inc., *OPC Quick client user guide*, Matthews, North Caroline, USA, 2013.
- [16] Valderrama J., Toselli L., Faúndez C., Advances on modeling and simulation of alcoholic distillation, Part 2: Process simulation, *Food and Bioproducts Processing*, Vol. 90, No. 4, pp. 832-840, October 2012.
- [17] Wang J., Zhang Y., Monitoring system of machine tools based on the intouch, *Proceedings of the International Conference on Mechanical and Automation Engineering*, MAEE 2013, pp. 70-72, Jiujiang, China, 2013.

- [18] Wijaksono U., Abdullah A.G., Hakim D.L., Design of virtual SCADA simulation system for pressurized water reactor, Proceedings of international seminar on mathematics, science, and computer science education, MSCEIS 2015, Bandung, Indonesia, October 2015.
- [19] Xiaodong Z., Jie Z., Ke L., Design and implementation of control system for beer fermentation process based on SIMATIC PLC, Proceedings of the 27<sup>th</sup> Chinese Control and Decision Conference, CCDC 2015, pp. 5653-5656, Qingdao, China, 2015.

# DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN MULTÍMETRO DIGITAL CON FUNCIONES AMPLIADAS DE BAJO COSTO

## ***Rafael García Arredondo***

Tecnológico Nacional de México en Celaya

*m1703043@itcelaya.edu.mx*

## ***Juan Carlos Gómez Cortez***

Tecnológico Nacional de México en Celaya

*m1703042@itcelaya.edu.mx*

## ***Diego de Jesús Padierna Arvizu***

Tecnológico Nacional de México en Celaya

*m1703018@itcelaya.edu.mx*

## ***José Eleazar Peralta López***

Tecnológico Nacional de México en Celaya

*m1703016@itcelaya.edu.mx*

## ***Francisco Javier Pérez Pinal***

Tecnológico Nacional de México en Celaya

*francisco.perez@itcelaya.edu.mx*

## ***Luis Antonio Ramírez Arredondo***

Tecnológico Nacional de México en Celaya

*m1703017@itcelaya.edu.mx*

## ***Julio Cesar Regalado Sánchez***

Tecnológico Nacional de México en Celaya

*m1703015@itcelaya.edu.mx*

## **Resumen**

Este documento describe el diseño e implementación de un multímetro digital de bajo costo para la medición de voltaje y corriente (directa y alterna), impedancia y temperatura. Para su implementación, se utilizó un divisor de voltaje, un sensor

de corriente ACS712, el medidor de impedancias AD5933, un LM35 para la medición de temperatura. Después del acondicionamiento respectivo de cada sensor, las señales se adquirieron por un microcontrolador PIC16F877A para finalmente realizar el despliegado de datos en una pantalla de cristal líquido (LCD, por sus siglas en inglés) de 16x2. El multímetro diseñado realiza mediciones de 0 a 500 V, de 0 a 2 A, impedancias desde 1 k $\Omega$  hasta 10 M $\Omega$  y temperaturas de 0 a 150 °C. El multímetro posee rangos aceptables de medición, con la capacidad de realizar tales mediciones sin la necesidad de hacer un cambio de escala. De igual manera, su costo es menor comparado con equipos comerciales con capacidades similares.

**Palabras Claves:** Corriente, impedancia, multímetro digital, temperatura, voltaje.

## **Abstract**

*This document describes the design and implementation of a low-cost digital multimeter for measuring temperature, impedance, voltage and current. For its implementation, an ACS 712 current sensor, the AD5933 impedance meter, an LM35 for temperature measurement and a voltage divider for voltage measurement were used. After the respective conditioning of each sensor, the signals were acquired by a PIC16F877A microcontroller to finely perform the data display on a 16x2 LCD (liquid crystal display). The designed multimeter supports 0 to 500 V measurements, 0 to 2 A, 0 to 150 °C and impedance measurements from 1 k $\Omega$  to 10 M $\Omega$ .*

**Keywords:** Current, digital multimeter, impedance, temperature, voltage.

## **1. Introducción**

### **El multímetro Digital**

El multímetro digital (MMD) es un instrumento electrónico de medición que en su forma más básica calcula voltaje, resistencia y corriente. Los MMD a base de baterías y en producción en masa datan de principios de los años setenta [Green, 1974]. Gracias al MMD podemos comprobar el correcto funcionamiento de componentes y circuitos electrónicos [Circuito, 2017]. Hoy día existen MMD que

utilizan técnicas estroboscópicas para su funcionamiento [Petrovic, 2004]. Sin embargo, en general todo MMD, se conforma de cuatro etapas básicas, las cuales son: a) sensado, b) acondicionamiento, c) control y d) desplegado [Petrovic, 2004]. Adicionalmente a estas etapas básicas se les puede agregar una etapa de comunicación [Kumar, 2002]; y a algunos MMD comerciales se les ha evaluado su relación señal a ruido en modo muestreado [Lapuh, 2017]. Actualmente en el mercado existen MMD de diferentes tamaños y precios, donde las características que los diferencian son: desviación, exactitud, precisión, repetibilidad, resolución y sensibilidad. En particular, este documento describe el diseño e implementación de un multímetro digital de bajo costo para la medición de voltaje y corriente (directa y alterna), impedancia y temperatura. Se dará una breve descripción de los diferentes dispositivos seleccionados y se presentaran resultados experimentales de cada sección del MMD.

### Divisor de Voltaje como Sensor de Voltaje

Un divisor de voltaje es un circuito simple que reparte el voltaje de una fuente entre una o más impedancias conectadas. Con sólo dos resistencias en serie y un voltaje de entrada, se puede obtener un voltaje de salida equivalente a una fracción del voltaje de entrada, figura 1.

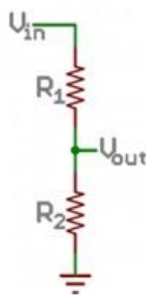


Figura 1 Divisor de voltaje.

La ecuación 1 muestra la relación entre las resistencias y los voltajes de entrada/salida.

$$V_{out} = V_{in} \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (1)$$

Donde,  $V_{out}$  es el voltaje de salida,  $V_{in}$  es el voltaje de entrada, y  $R_1$ ,  $R_2$  son las resistencias que forman el divisor. La ventaja más importante de un divisor de voltaje es el precio de implementación, en comparación al uso de un amplificador operacional con una ganancia menor a 1 para reducir el valor de salida.

### Sensor de Corriente ASC712

El sensor ASC712 ofrece una solución económica y precisa para la detección de corriente alterna o corriente continua en sistemas industriales, comerciales y sistemas de comunicaciones. Las aplicaciones típicas de este dispositivo incluyen control de motores, detección y administración de cargas, fuentes conmutadas y protección contra fallos de sobre corriente [Allegro, 2017]. El sensor trabaja internamente con un sensor de efecto Hall que detecta el campo magnético que se produce por inducción de la corriente que circula por la línea que se está midiendo. Es decir, el sensor entrega una salida de voltaje proporcional a la corriente [Allegro, 2017]. El rango de corriente que se puede medir y sensibilidad varían dependiendo del modelo del circuito integrado, tabla 1.

Tabla 1 Parámetros de sensores de corriente ACS712.

Modelo	Rango (A)	Sensibilidad (mV/A)
ACS712ELCTR-05B-T	-5 a 5	185
ACS712ELCTR-20B-T	-20 a 20	100
ACS712ELCTR-30A-T	-30 a 30	66

El sensor entrega un valor de 2.5 V para una corriente de 0 A y, a partir de allí, incrementa proporcionalmente de acuerdo a la sensibilidad, teniendo una relación lineal entre la salida de voltaje del sensor y la corriente. Dicha relación es una línea recta regida por la ecuación 2.

$$V = ml + 2.5 \quad (2)$$

Donde, “m” es la pendiente (equivale a la sensibilidad), V es el voltaje de salida e I es la corriente medida. Despejando “I”, se obtiene la ecuación 3 para hallar la corriente a partir de la lectura del sensor.

$$I = \frac{V - 2.5}{\text{Sensibilidad}} \quad (3)$$

### Sensor de Impedancia AD5933

El AD5933 es un sensor que combina un generador de frecuencia en conjunto con un convertidor analógico digital (ADC, por sus siglas en inglés) de 12 bits y 250 kilo muestras por segundo (ksps). El generador de frecuencia permite que una impedancia compleja externa sea excitada con una frecuencia conocida. La señal de respuesta de la impedancia es muestreada por el ADC y mediante un procesador de señales digitales (DSP) integrado, se efectúa una transformada discreta de Fourier para después devolver una palabra de datos real e imaginaria en cada frecuencia de salida, figura 2 [Medidor, 2017].

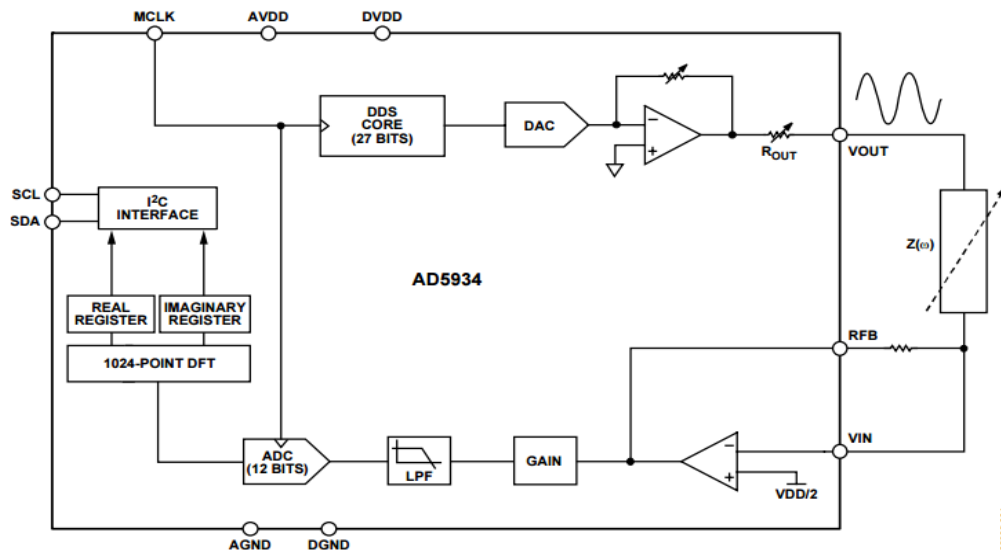


Figura 2 Diagrama a bloques del sensor AD5934, similar al AD5933 [Medidor, 2017].

Este sensor tiene un rango de medición de impedancia entre 1 kΩ y 100 MΩ, con un rango de frecuencia de 1 kHz hasta 100 kHz.

### Sensor de Temperatura LM35

La serie LM35 pertenece a la familia de circuitos integrados que entregan una salida de voltaje proporcional a la temperatura registrada. El dispositivo LM35 no requiere obtener un voltaje constante grande de la salida para obtener un



escalamiento conveniente en grados centígrados. No requiere de calibración externa para proporcionar precisiones típicas de  $\pm \frac{1}{4} \text{ }^\circ\text{C}$  a temperatura ambiente y  $\pm \frac{3}{4} \text{ }^\circ\text{C}$  en un rango completo de temperaturas de  $-55 \text{ }^\circ\text{C}$  a  $150 \text{ }^\circ\text{C}$ , teniendo un factor de escala de  $10\text{mV}/^\circ\text{C}$ . De acuerdo al fabricante, la baja impedancia de salida, salida lineal y la calibración inherente precisa del dispositivo LM35 hace que la interconexión con los circuitos de lectura o control sea relativamente sencillo [Sensor, 2017].

## 2. Métodos

El diseño del multímetro se divide principalmente en cuatro secciones: sensado de parámetros, acondicionamiento de señales, adquisición, control y procesamiento de señales y finalmente el despliegado de mediciones, figura 3.

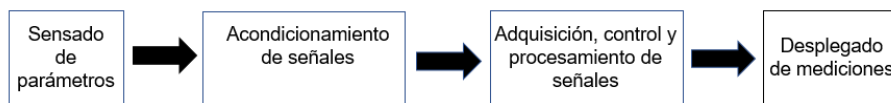


Figura 3 Diagrama de bloques del multímetro digital diseñado.

### Divisor de Voltaje Corriente Directa

Para la medición en voltaje de corriente directa, se consideraron los siguientes parámetros para el diseño del divisor: una entrada de  $500 \text{ V}$  ( $V_{in}$ ) y un voltaje de salida de  $5 \text{ V}$  ( $V_{out}$ ), que será procesado después por el PIC16F877A. La relación de resistencias se muestra en la ecuación 4.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{5}{500} = 0.01 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4)$$

Utilizando valores comerciales de resistencias para la implementación, con los siguientes valores  $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$  y  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$  obtenemos una relación de 0.0099 aproximado al valor deseado.

### Divisor de Voltaje Corriente Alterna

Para el diseño del divisor en corriente alterna, se usó un puente rectificador de onda completa. Dentro de las consideraciones se estableció un voltaje de entrada

( $V_{in}$ ) de 500 Vrms (equivalente a 707 Volts pico), y un voltaje de salida de 5 V. Sustituyendo en la ecuación 1 se obtuvo la relación de resistencias, ecuación 5.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{5}{707} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = .007 \quad (5)$$

Utilizando valores comerciales de resistencias para la implementación, con los siguientes valores  $R_1= 1 \text{ M}\Omega$  y  $R_2= 10 \text{ k}\Omega$  obtenemos una relación de 0.0099 aproximado al valor deseado. Se propusieron resistencias de valores comerciales  $R_2= 10 \text{ k}\Omega$  y  $R_1= 1.5 \text{ M}\Omega$ , por lo que se obtuvo una relación de 0.0066 muy próxima a la deseada, figura 4.

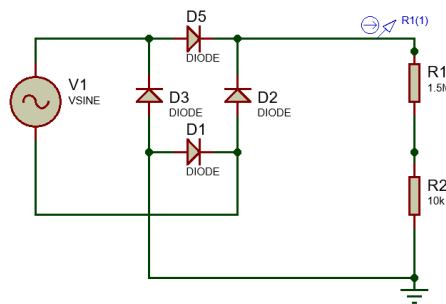


Figura 4 Circuito implementado.

## Corriente

Para la implementación del sensor de corriente ACS712, se utilizó una resistencia de  $33 \Omega$  a 5 W y una fuente de voltaje, figura 5. En dicho arreglo, el ACS712 provee un valor de voltaje, el cual se debe de acondicionar para obtener el valor correspondiente a la corriente. Dicho acondicionamiento se efectuó con la ecuación 2, en la cual se consideró una sensibilidad de 185 mA. Dicha sensibilidad cubre un rango de medición de -5 hasta 5 A.

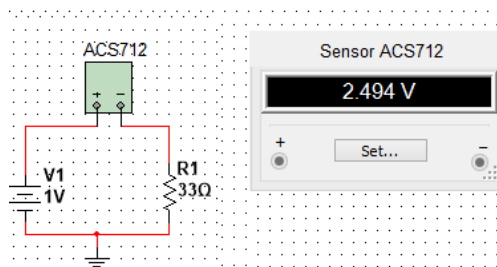


Figura 5 Esquema de medición del ACS712.

## Impedancia

El sensor AD5934 está conectado a una tarjeta Arduino Uno en donde se lleva a cabo el registro de las mediciones. Estas mediciones se mandarán al PIC16F877A, donde se procesarán los datos para posteriormente sean mostradas en el LCD. La implementación del sensor se lleva a cabo por los siguientes pasos figura 6. Primero se utilizó el LM555 para generar el tren de pulsos de entrada.

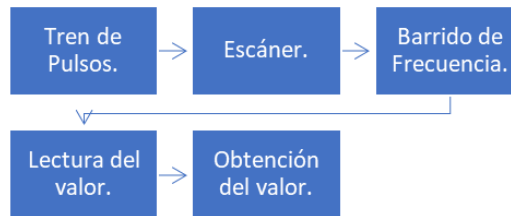


Figura 6 Diagrama de implementación del sensor AD5934.

La ecuación 6 determina la frecuencia en el circuito.

$$T = 0.694(R_1 + 2R_2)C_1 \quad (6)$$

Para generar una frecuencia cercana a 16 MHz, que es la que soporta el reloj maestro (MCLK), se usó el valor de  $R_1= 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2= 33 \text{ }\Omega$  y  $C_1= 10 \text{ pF}$ . Con estos valores se obtiene una frecuencia de 14.31 MHz, la señal del tren de pulsos debe entrar al MCLK del sensor figura 7. Posteriormente se realiza un escaneo del sensor para determinar que reconoce cada una de las direcciones del sensor, y la comunicación I2C. Este escaneo de igual manera se realiza con un programa de Arduino, figura 8. Para realizar el barrido de frecuencia en el Arduino Uno, se inicia con 1 hasta 100 kHz, con aumentos de 1 kHz. Estos valores son definidos dependiendo de la tarjeta de Arduino usada y con estas especificaciones de frecuencia, se determina la lectura de punto por punto, en este caso se realizó una medición de 100 lecturas.

## Temperatura

Para la implementación del LM35, se realizó un acondicionamiento de señal para aprovechar el máximo rango de voltaje del ADC del PIC (0-5V). Para este

diseño, se propuso trabajar en un rango de temperatura de 0 a 150 °C por lo que, al tener una temperatura de 150 °C, en la entrada del ADC del PIC se debe tener un voltaje de 5 V mientras que al tener 0 °C se tendrá 0 V. Para el acondicionamiento, se utilizó un amplificador operacional en configuración de amplificador no inversor, figura 9. De lo anteriormente expuesto, puede notarse que la salida es lineal y cada grado centígrado equivale a 10 mV. Una aproximación para el diseño del acondicionamiento es utilizar un amplificador no inversor con una ganancia que entregue una salida de 5 V máximo.

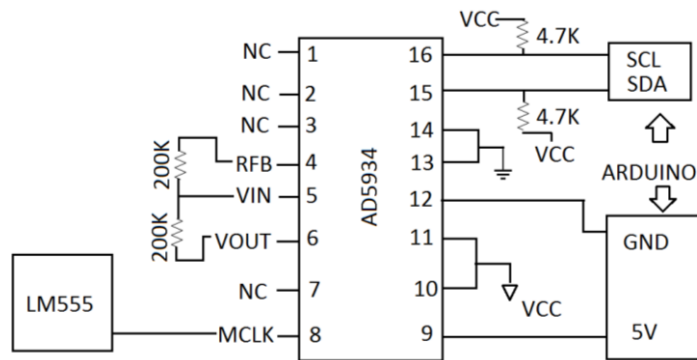


Figura 7 Diagrama de conexión del sensor.

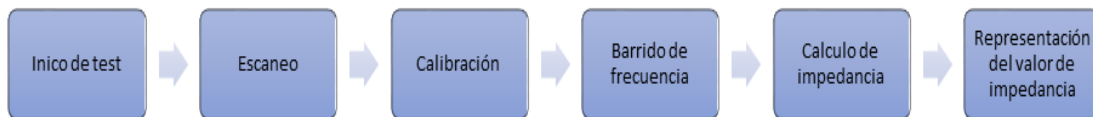


Figura 8 Algoritmo implementado en la tarjeta de Arduino Uno.

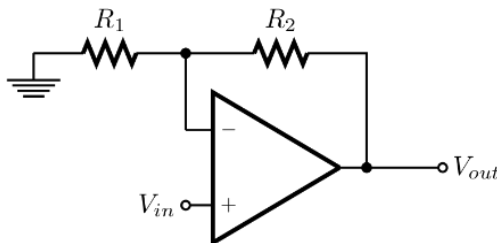


Figura 9 Amplificador operacional no inversor.

La ecuación 7 presenta la relación para la obtención de la ganancia.

$$V_{out} = V_{in}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (7)$$

Considerando una medición máxima de 150 °C, entonces  $V_{in} = 1.5$  V y sabiendo que la entrada máxima permisible del PIC es de 5 V, entonces  $V_{out} = 5$  V. En la ecuación 8 se presenta el despeje para obtener  $R_1/R_2$ .

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} - 1 = \frac{R_1}{R_2} \quad (8)$$

Sustituyendo los valores ya conocidos en la ecuación 8, obtenemos la ecuación 9.

$$\frac{5}{1.5} - 1 = \frac{R_1}{R_2} = 2.33 \quad (9)$$

Se utilizaron valores de resistencias comerciales para  $R_1$  y  $R_2$  por lo que se obtuvo una relación de 2.2. En la ecuación 8, se calculó el nuevo valor de  $V_{out}$  con los valores de resistencias propuestos.

### **Adquisición y Procesamiento de Señales**

Para la adquisición de datos hacia el microcontrolador PIC16F877A, se utilizó un multiplexor analógico MUX508IPWR para introducir una medición a la vez. Para la selección de la medición a efectuar, se ocupó un selector giratorio de nueve posiciones conectado al puerto B del PIC. El algoritmo implementado en el microcontrolador consiste en detectar la medición seleccionada por el usuario, controlar al multiplexor para recibir la señal de medición respectiva, realizar el escalamiento de señales y finalmente el control del LCD para el despliegado de mediciones.

## **3. Resultados**

### **Medición de Voltaje**

Para comprobar que el rectificador y divisor de voltaje trabajan correctamente se alimentó el circuito con el voltaje de línea mostrado en la figura 10a. Posteriormente se midió la señal de salida con ayuda del osciloscopio y se obtuvo

una señal mostrada en la figura 10b, la cual presenta una señal rectificada con un voltaje pico de 1.3 V. Para calcular el voltaje RMS se utiliza ecuación 10.

$$V_{rms} = \frac{V_{out} * 707}{5 * \sqrt{2}} \quad (10)$$

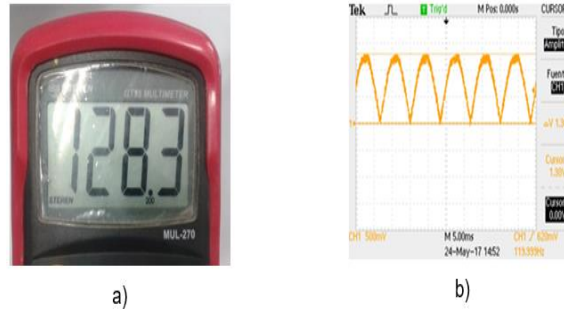


Figura 10 Señal de voltaje de salida rectificada.

Al sustituir el voltaje medido en la ecuación se obtiene un voltaje de 130 V lo que nos indica un valor similar al medido con el multímetro. Para la evaluación de la confiabilidad del instrumento en su medición de voltaje en CA, se realizaron diez mediciones y se calculó el error, ecuación 11, entre el valor medido con el osciloscopio y el valor entregado por el multímetro diseñado.

$$Error = \left\| \left( \frac{RMS_{real} - RMS_{medido}}{RMS_{real}} \right) \right\| \times 100 \quad (11)$$

Donde:

- RMSreal: El valor en Volts (RMS) entregado por la fuente.
- RMSmedido: El valor en Volts (RMS) entregado por el multímetro.

De igual manera para la evaluación de la confiabilidad del instrumento se realizaron diez mediciones y se calculó el error, ecuación 12, entre el valor real y valor entregado por el multímetro.

$$Error = \left( \frac{V_{real} - V_{medido}}{V_{real}} \right) \times 100 \quad (12)$$

Donde:

- Vreal: El valor en Volts entregado por la fuente.
- Vmedido: El valor en Volts entregado por el multímetro.

Se realizaron las mediciones para ambos casos, tabla 2. De igual manera se realizó el promedio del error con el número de mediciones realizadas. Dando un promedio de error es 3.43% para la medición en CA y de 1.77% para CD.

Tabla 2 Mediciones de voltaje del multímetro diseñado.

Voltaje de CD			Voltaje de CA		
RMSreal	RMSmedido	% Error	Vreal	Vmedido	% Error
33	34	3.030	16.3	16.16	0.859
60	62	3.333	18.6	18.18	2.258
73	74	1.370	20.6	20.20	1.942
90	86.4	4.000	24.5	24.24	1.061
101	98	2.970	31.4	31.31	0.287
108	104	3.704	39.6	38.38	3.081
116	110	5.172	44.5	43.43	2.404
121	116	4.132	49.5	48.48	2.061
125	120	4.000	54.5	53.53	1.780
130	126	3.077	59.6	58.58	1.711
132	128	3.030	62.9	61.61	2.051
<b>Promedio</b>		<b>3.438</b>	<b>Promedio</b>		<b>1.77</b>

## Corriente

Se realizaron mediciones de un voltaje de 1 a 20 volts de CD, utilizando la resistencia de  $33 \Omega$  como referencia, figura 11a. Donde se observa el comportamiento del sensor figura 11b, en comparación con un multímetro digital. Al igual que la medición realizada para corriente en corriente directa, la configuración del circuito para la prueba en corriente alterna es la misma, con una resistencia de  $300 \Omega$  a 25 W. Se efectuaron mediciones de una fuente de CA variable, en la cual se varió el voltaje de 35 a 80 volts.

La figura 12a muestra el comportamiento del sensor, y la figura 12b reporta la comparación con un multímetro digital.

## Temperatura

Para comprobar que el sistema trabaja de forma correcta se realizó una medición con el LM35, un termómetro laser y el sistema diseñado, figura 13. Para calcular la temperatura medida por el sensor solo se tiene que multiplicar el valor del voltaje obtenido del operacional por 32 para obtener el valor de temperatura

real. Por lo que al multiplicar el valor obtenido de 0.91 V por 32 °C se obtiene un valor de 29.12 °C que es el valor de la temperatura real.

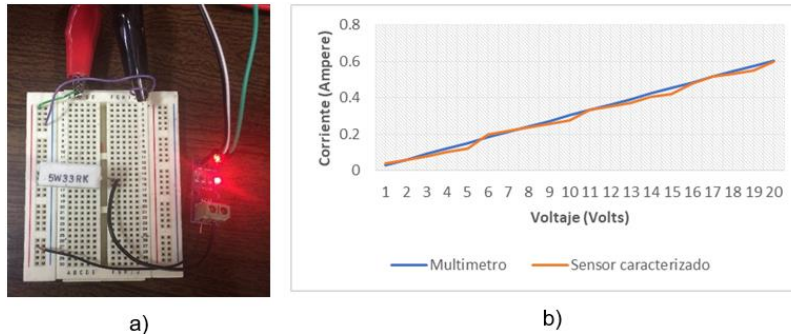


Figura 11 Gráfica comparativa de respuesta.

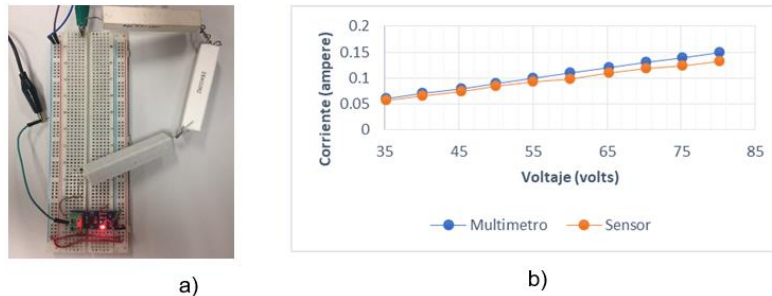
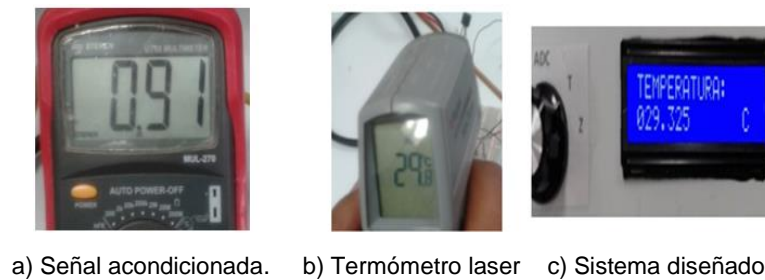


Figura 12 Gráfica comparativa de respuesta en CA.



a) Señal acondicionada. b) Termómetro laser c) Sistema diseñado.

Figura 13 Comparativa de respuesta.

## Impedancia

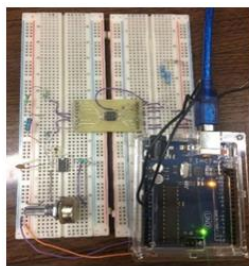
El fabricante indica que el sensor, al conectarlo con los parámetros calculados para la medición de impedancia, calcula su magnitud en cada punto de frecuencia. Con esto, se obtiene el valor real ( $R$ ) e imaginario ( $I$ ), dirección de registro 0x94 y 0x95 ( $R$ ); y las direcciones de registro 0y96 y 0x97 ( $I$ ). Para obtener los valores  $R$



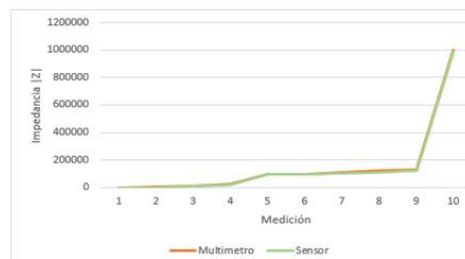
e / se usa la fórmula:  $\sqrt{R^2 + I^2}$ , donde el valor obtenido se debe multiplicar por el factor de ganancia. Este factor de ganancia se obtiene colocando una resistencia entre los pines Vin y Vout del integrado, colocando una resistencia de 200kΩ se obtiene un factor de 1 (caso utilizado); finalmente, para obtener el valor de la impedancia se usa la ecuación 13.

$$\text{Impedancia} = \frac{1}{\text{Factor de ganancia} * \text{Magnitud}} \quad (13)$$

La frecuencia es para el barrido de lecturas que indicará cuantas muestras realizará, este barrido se efectúa con tres parámetros: frecuencia de inicio, incremento de frecuencia y el número de incrementos. Se implementó un programa, utilizando una tarjeta Arduino, figura 14a. En el programa se realizan las operaciones para determinar la parte real e imaginaria de la impedancia, así como su magnitud figura 14b. Al tener estas mediciones se procesan en un microcontrolador y se envía el dato en forma de voltaje digital, que a su vez lo lee el microcontrolador maestro.



a)



b)

Figura 14 Sensor de impedancia, circuito, multímetro comercial y sistema diseñado.

### Sistema Integrado y Lista de Componentes

La figura 15 muestra el sistema diseñado. En la tabla 3 se reporta el costo de cada uno de los elementos requeridos para el sistema presentado. Como se puede observar el costo total de los componentes no supera los \$1150, por lo que se puede concluir que se trata de un sistema de bajo costo con características competitivas.

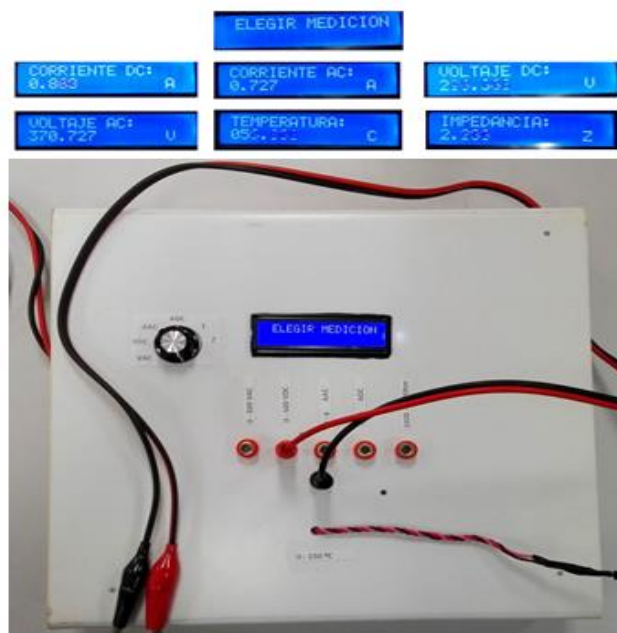


Figura 15 Adquisición, procesamiento y despliegado mediciones multímetro.

Tabla 3 Precio de componentes utilizados.

Elemento	Costo Unitario	Cantidad	Subtotal
ASC712	\$120.00	1	\$120.00
AD5934	\$400.00	1	\$400.00
LM555	\$10.00	1	\$10.00
Arduino	\$180.00	1	\$180.00
LM35	\$37.00	1	\$37.00
Amplificador Operacional LM358	\$13.00	1	\$13.00
PIC16F877A	\$95.00	1	\$95.00
Multiplexor CIM14067	\$151.00	1	\$151.00
LCD 2x16	\$30.00	1	\$30.00
Selector giratorio 9 posiciones	\$9.00	1	\$9.00
Resistencias	\$18.00	1	\$18.00
Capacitores	\$5.00	1	\$5.00
Cristal de cuarzo 4 MHz	\$8.00	1	\$8.00
Zócalo 10 pines	\$10.00	1	\$10.00
Zócalo 40 pines	\$10.00	1	\$10.00
KBPC3510	\$50	1	\$50
<b>TOTAL</b>			<b>\$1,146.00</b>

#### 4. Discusión

Este documento describe el diseño e implementación de un multímetro digital de bajo costo para la medición de temperatura, impedancia, voltaje y corriente.

Para su implementación, se utilizaron sensores comerciales y se aplicaron los conocimientos adquiridos durante los estudios de la licenciatura en Ing. Electrónica. El prototipo final servirá como una muestra de las habilidades del Ing. Electrónico y será utilizado en los diferentes foros de orientación vocacional de nivel medio superior.

## **5. Conclusiones**

Este multímetro digital cumple con las funciones primordiales de medición de corriente y voltaje, tanto para señales de corriente directa tanto como alterna. Además, se añadieron las funciones de medición de temperatura e impedancia, resaltando esta última función debido a la complejidad de la implementación a través del sensor AD5933, obteniendo resultados satisfactorios. El multímetro posee rangos aceptables de medición, con la capacidad de realizar dichos procesos sin la necesidad de hacer un cambio de escala como se hace regularmente con los equipos comerciales. Este trabajo se planea presentar como un proyecto didáctico para jóvenes en el que se pueda apreciar la integración de cada uno de los componentes en una herramienta que todas las personas que se desempeñan en el área de la electricidad y electrónica conocen. Como trabajo a futuro se pretende implementar la medición para valores negativos, así como complementar el multímetro con algunas otras funciones que poseen los multímetros comerciales.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Allegro ASC712: <http://www.alldatasheet.es/datasheet-pdf/pdf/168326/ALLEGRO/ACS712.html>, consultada el 21/05/2017.
- [2] B. R. Kumar, K. Sridharan and K. Srinivasan, "The design and development of a web-based data acquisition system," in *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 51, no. 3, pp. 427-432, June 2002.
- [3] J. U. Green, "A battery-operated digital multimeter-instrument design using large-scale integration," in *Electronics and Power*, vol. 20, no. 14, pp. 573-575, Aug. 1974.

- [4] Circuito: [http://www.circuitoselectronicos.org/2007/11/el-multmetro-digital-tester-digital-o\\_10.html](http://www.circuitoselectronicos.org/2007/11/el-multmetro-digital-tester-digital-o_10.html).
- [5] Medidor, <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5933.pdf>, consultada el 24/05/2017.
- [6] Multímetro: <http://tecnoedu.com/F1000/Multimetro.php>.
- [7] P. Petrovic, "New digital multimeter for accurate measurement of synchronously sampled AC signals," in *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 53, no. 3, pp. 716-725, June 2004.
- [8] R. Lapuh, B. Voljč, M. Lindič and O. F. O. Kieler, "Keysight 3458A noise performance in DCV sampling mode," in *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 66, no. 6, pp. 1089-1094, June 2017.
- [9] Sensor: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm35.pdf>, consultada el 25/05/2017.

## **SISTEMA DE MONITOREO DE TEMPERATURA EN RED**

**Ricardo Godínez Bravo**

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco

*rgb@correo.azc.uam.mx*

**Miguel Magos Rivera**

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco

*mrm@correo.azc.uam.mx*

### **Resumen**

Algunas de las materias primas empleadas en la industria del plástico son almacenadas en recintos con temperatura controlada ya que pueden reaccionar exotérmicamente si se presenta un incremento térmico. Con el fin de proporcionar una solución a la medida para una empresa productora de polímeros, se realizó el diseño y la construcción de un sistema de monitoreo de temperatura para cuartos térmicos funcionando en red. Los equipos desarrollados cuentan con elementos que visualizan y alertan, de forma local y remota, cuando la temperatura en algunos de los puntos de monitoreo sale del intervalo correcto. Una interface de computadora desarrollada, además de desplegar los valores de las variables, se encarga de enviar correos electrónicos a usuarios designados para señalarles una situación de peligro. La comunicación entre los dispositivos se realiza mediante una red Ethernet. Los equipos construidos tienen más de 18 meses operando adecuadamente, lo que ha permitido incrementar la seguridad al proporcionar un monitoreo permanente de los cuartos fríos de almacenamiento.

**Palabras Claves:** Interface de usuario, Microcontrolador, Monitoreo de temperatura, Red Ethernet.

### **Abstract**

*Some of the raw materials used in the plastics industry are stored in rooms with controlled temperature. This is because they can react exothermically if a thermal*

*increase occurs. In order to provide a customized solution for a polymer company, the design and construction of a temperature monitoring system for thermal rooms operating in a network was carried out. The developed equipment has elements that visualize and alert, locally and remotely, when the temperature in some of the monitoring points leaves the correct interval. A developed computer interface, in addition to displaying the values of the variables, is responsible for sending emails to designated users to indicate a dangerous situation. The communication between the devices is made through an Ethernet network. The equipment built has more than 18 months operating properly. This has increased safety by providing permanent monitoring of cold storage rooms.*

**Keywords:** *Ethernet network, Microcontroller, Temperature monitoring, User interface.*

## **1. Introducción**

Empresas dedicadas a la fabricación de polímeros emplean en sus procesos diversas resinas y catalizadores; estos materiales, debido a propiedades químicas, pueden reaccionar exotérmicamente bajo diversas situaciones: agitación, iluminación, calentamiento, etc. Los materiales empleados en esta rama industrial son altamente combustibles por lo que su almacenamiento requiere de normas de seguridad muy estrictas. Las materias primas, en las industrias dedicadas a la fabricación de materiales plásticos, se encuentran generalmente almacenadas en cuartos con temperatura controlada. Lo anterior para evitar una posible reacción química que degrade sus propiedades o que provoque su combustión [García, 2013].

La empresa para la cual se desarrolló el proyecto que se describe en este trabajo, se dedica a la fabricación de diversos termoplásticos moldeables que son la base para la elaboración de componentes utilizados en la industria automotriz, eléctrica y de productos electrodomésticos, por mencionar algunas. La fabricación de este material se realiza mezclando diversos materiales tales como: resinas, catalizadores y fibras. Una de las plantas de esta empresa, ubicada en una de las zonas industriales de la Ciudad de México, cuenta con diversos almacenes tanto

de materia prima como de producto terminado. En estos espacios se encuentran instalados sistemas cuyo único objetivo es mantener la temperatura dentro de rangos seguros, esto es, no cuentan con mecanismos de despliegue de información, ni de alerta en caso de alarma.

Con la finalidad de aumentar la seguridad, tanto de su personal como de sus instalaciones, la empresa decidió diseñar y construir, en colaboración con el Departamento de Electrónica de la Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco, un sistema de monitoreo y alarma para los cuartos fríos de la empresa. El aparato a desarrollar debería trabajar en forma complementaria al sistema de control existente, esto es, operaría como un equipo que permitiría el monitoreo, de forma local y remota, de la temperatura controlada. Así mismo, debería alertar, también en forma local y remota, cuando la variable se encuentre fuera de los rangos adecuados.

En forma local, el aparato cuyo diseño y construcción se presenta en este documento, permite la visualización de la temperatura mediante indicadores numéricos que pueden ser leídos a una distancia mínima de 10 metros. Así mismo, los equipos cuentan con indicadores luminosos que permiten alertar al personal cuando el valor de la temperatura ha salido de los intervalos correctos de operación. La figura 1 muestra una imagen con uno de los aparatos instalados al exterior de uno de las bodegas de producto en la planta.



Figura 1 Vista de uno de los equipos instalado en la planta.

En forma remota, el equipo cuenta con dispositivos que le permiten comunicarse, vía red Ethernet, con computadoras en la planta. Es de esta manera que, con un programa previamente instalado, es posible observar en la pantalla de la computadora las temperaturas de los aparatos conectados en la red de monitoreo. La figura 2 presenta la imagen de una sección de la pantalla de la computadora con los valores de las temperaturas leídas en tiempo real por los equipos distribuidos en la planta.



Figura 2 Pantalla de monitoreo de temperaturas del programa de cómputo.

El programa de cómputo desarrollado permite, no sólo monitorear las temperaturas, sino que también tiene la función de enviar un correo electrónico señalando al personal involucrado con la seguridad de la planta respecto a una situación de alarma debido a un valor fuera de rango.

En el mercado existen equipos con características similares a las del sistema diseñado. La compañía Etherpower ofrece el modelo SUN-2232 [Etherpower, 2015], mientras que Xytronix Research & Design, Inc., tiene el módulo de monitoreo de temperatura X-DAQ [Xytronix Research & Design, Inc., 2016]. Ambos equipos permiten el monitoreo remoto de temperatura mediante algún navegador web. El acceso a la información se encuentra protegido mediante claves de seguridad. Al igual que el equipo que se describe en este artículo, estos aparatos envían mensajes de correo electrónico y permiten, mediante un programa de las mismas empresas, desplegar y almacenar el comportamiento de la temperatura. Sin embargo, estos dispositivos no cuentan con elementos de visualización y alertas locales.

Existen opciones que proporcionan indicación local de la temperatura, la empresa Omega cuenta con el modelo ILD44-UTP [Omega Engineering Inc., 2014],



mientras que Laurel Electronics Inc., propone la serie M24 [Laurel Electronics Inc., 2016]. Ambos equipos tienen indicadores numéricos de 100 mm de altura. En forma estándar, ninguno de los dos aparatos cuenta con funciones de comunicación, esta es una opción adicional. Lo anterior implica que el monitoreo y alerta remoto debe ser implementado con herramientas adicionales.

Así mismo, en la literatura se encuentran diversos desarrollos relacionados con el monitoreo en red de temperatura. En [Silveira et. al., 2016], se presenta un sistema de monitoreo de temperatura empleando una red de tipo WLAN. El dispositivo que se presenta, se basa en el principio del Internet de las Cosas (IoT, por sus siglas en inglés) para proporcionar una lectura de temperatura en forma remota. El aparato no está diseñado para alertar, ni local ni remotamente, sobre funcionamiento fuera de rango. En [Wen-Tsai et. al., 2011], se presenta un sistema de monitoreo remoto de diversas variables existentes en una industria. En este caso la comunicación es mediante una red inalámbrica tipo ZigBee. De la misma manera que en el caso anterior, el dispositivo no cuenta con elementos para alertar que algún valor de las variables consideradas se encuentra fuera de rango.

## 2. Métodos

Con el objetivo de facilitar la explicación relacionada al diseño y construcción del sistema, este puede dividirse en varios bloques funcionales, mismos que se muestran en el diagrama de la figura 3 y que se describen en esta sección del artículo.



Figura 3 Diagrama de bloques del sistema desarrollado.

## Proceso

- **Controlador Red Lion.** En el recinto a monitorear se colocó un termopar tipo k, el cual está conectado a un controlador de temperatura modelo T48 de la marca Red Lion [Red Lion Controls, 2007]. Se trata de un controlador de temperatura en encapsulado 1/16 DIN que acepta distintos tipos de termopares y RTD. El funcionamiento del controlador se configura mediante un conjunto de botones y dos juegos de indicadores de 7 segmentos. El modelo empleado en esta aplicación cuenta con un puerto serial RS-485 que le permite transmitir información sobre su operación, en particular, la temperatura monitoreada. La figura 4 muestra una imagen del controlador empleado.



Figura 4 Controlador modelo T48 de la compañía RedLion empleado.

En esta aplicación, el controlador está configurado para enviar en forma permanente una cadena de caracteres dentro de la cual se encuentra el valor de la temperatura. Los parámetros de comunicación empleados en esta aplicación son: 9600 Baudios, sin paridad, 8 bits de datos y 1 bit de parada; se asignó la dirección "1" para el puerto de red 1 del dispositivo.

- **Recepción de Datos.** El formato de la cadena de datos que el controlador envía por su puerto está definido por el fabricante, la estructura del mismo se muestra en la figura 5:
  - ✓ **Dirección Nodo:** aquí se señala la dirección del equipo al cual se le solicita la información, se trata de un número que varía entre 00 y 99.
  - ✓ **Espacio:** corresponde al carácter ASCII que representa un espacio.

- ✓ **Identificador de Parámetro:** este conjunto de tres caracteres indica el parámetro que se está enviando, la opción para temperatura es “TMP”.
- ✓ **Signo:** este carácter indica el signo del valor numérico que se está enviando.
- ✓ **Dato, Parte Entera:** por medio de tres caracteres, el controlador envía la parte entera del valor numérico del parámetro solicitado.
- ✓ **Punto:** este carácter corresponde al punto decimal del valor numérico enviado.
- ✓ **Dato, Parte Decimal:** este carácter corresponde al único dígito después del punto decimal que el controlador envía del valor numérico del parámetro solicitado.
- ✓ **Unidades:** Corresponde a las unidades de ingeniería del valor numérico del parámetro solicitado.
- ✓ **Retorno de Carro:** corresponde al carácter ASCII que representa un retorno de carro.
- ✓ **Salto de Línea:** corresponde al carácter ASCII que representa un salto de línea.

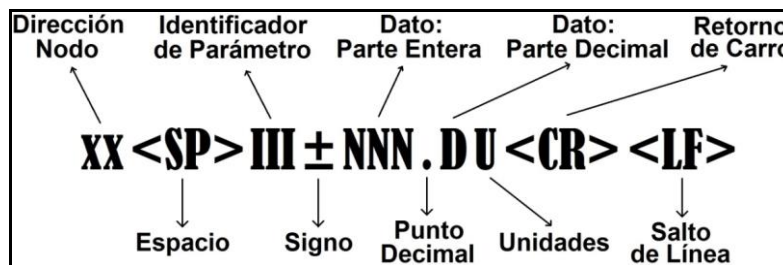


Figura 5 Formato de la cadena de recepción de datos.

## Sistema Electrónico

- **Convertidor RS-485 a TTL.** Este bloque, basado en el circuito MAX485, tiene como función convertir los niveles de voltaje que envía el puerto serial del controlador a niveles TTL con los cuales trabaja el sistema digital.
- **Convertidor TTL a Ethernet.** Esta etapa del sistema permite la conexión Ethernet del sistema electrónico. El dispositivo empleado es el modelo NE-

4100T de la compañía Moxa Inc., se trata de un módulo electrónico servidor serie a Ethernet 10/100 Mbps embebido [Moxa Inc., 2008]. Se pueden seleccionar modos de operación tales como: Real COM, TCP Cliente, TCP Servidor y UDP, lo que facilita su integración a una red ya establecida. Su tamaño es de 45 x 36 mm y se alimenta con 5 vdc con un consumo de 1.5 W. Las señales de operación y comunicación están disponibles en un par de tiras de terminales de 13 contactos cada una. La figura 6, muestra una imagen de este dispositivo.



Figura 6 Módulo convertidor NE4100T de Moxa Inc.

El modo de operación, los parámetros de comunicación con el sistema digital y la dirección IP, entre otros valores, son configurados mediante una serie de ventanas almacenadas en la memoria del dispositivo y a las cuales se puede tener acceso mediante algún navegador. Para esta aplicación, el módulo se configuró para trabajar en modo Real COM. La información de la temperatura es enviada a este dispositivo por el microcontrolador a 9600 Baudios, sin paridad, 8 bits de datos y 1 bit de parada. Los parámetros de red también son configurados para este elemento: IP, máscara y puerto de enlace. El valor de la temperatura es enviado al módulo mediante una cadena de 6 bytes en formato ASCII:

***[Decenas][Unidades][.][Decimas][CR][LF]***

- **Sistema Digital.** El bloque central del sistema electrónico es el sistema digital. Este bloque es el encargado de recibir y decodificar la cadena de caracteres enviada por el controlador de temperatura y convertida a formato TTL por el convertidor RS-485-TTL. A su vez, conforma la cadena de

información que debe transmitirse vía el convertidor TTL-Ethernet. Este mismo bloque genera las señales hacia el conjunto de indicadores numéricos de 7 segmentos, así como a los indicadores de estado, que señalan si la variable de interés se encuentra dentro o fuera del rango correcto. La base de esta etapa es el microcontrolador AT89S52 de ATMEL. Este dispositivo contiene una CPU de 8 bits, 8K Bytes de memoria tipo Flash, 256 Bytes de memoria RAM, 4 puertos de 8 bits bidireccionales para entrada y salida en paralelo, los cuales pueden ser direccionados por bit; contiene señales de control para comunicación serial, 3 temporizadores/Contadores de 16 bits, terminales para detectar interrupciones externas y puede trabajar como procesador con una capacidad de direccionamiento de hasta 64K de memoria externa ROM y RAM, además de contar con un puerto serie de tipo "FULL DUPLEX", el cual se emplea en esta aplicación para comunicarse con el Controlador de Temperatura y la red local LAN, lo anterior multiplexando sus líneas de comunicación. En la figura 7 se muestra en forma simplificada el diagrama de flujo del programa desarrollado para el microcontrolador, mismo que se encuentra residente en memoria.

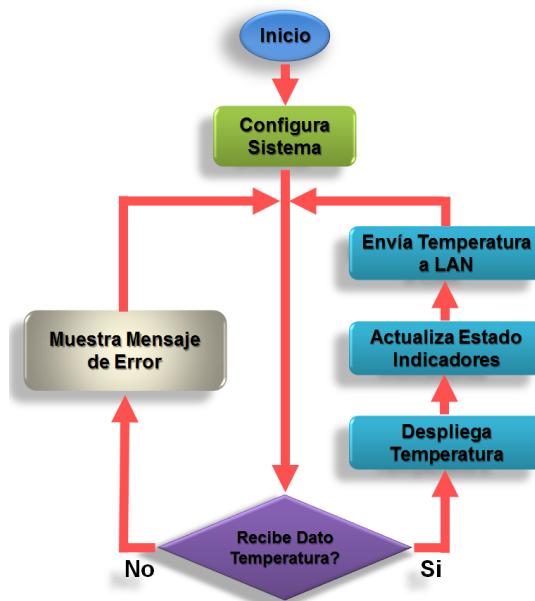


Figura 7 Diagrama de flujo del programa del microcontrolador.

Se observa como el microcontrolador se encuentra en un ciclo infinito leyendo el dato que el controlador le envía. La condición de error se basa en un intervalo de tiempo, si un dato no llega pasado el período establecido, se despliega un código de error en los indicadores numéricos. Si el dato es recibido dentro del tiempo programado, se procede a desplegarlo en los indicadores numéricos, se actualiza el estado de los dos indicadores luminosos y se envía el valor a la red de área local.

### **Indicadores**

- **Numéricos.** El equipo cuenta con tres indicadores numéricos de 7 segmentos de 3 pulgadas de alto, los cuales permiten la visualización de la temperatura para un monitoreo local de la misma. Este conjunto de indicadores permite desplegar el valor de la temperatura ambiente al interior del espacio a monitorear con la precisión de una décima de grado centígrado y a una distancia de por lo menos 10 metros.
- **Luminosos.** Adicionalmente se incluyó un indicador luminoso de color verde y otro amarillo. En forma local, el primero señala si la temperatura se encuentra dentro del rango seguro, mientras que el segundo indica una situación de precaución debido a una temperatura ligeramente fuera del intervalo correcto. Cabe mencionar que el equipo cuenta con un relevador el cual es activado cuando la temperatura se encuentra en un valor de peligro. Los contactos de este elemento pueden ser empleados para activar una alarma sonora y/o luminosa que alerte de la situación a zonas remotas de la planta.

### **Programa de Cómputo**

Como ya se mencionó, uno de los requisitos planteados para este equipo, era la posibilidad de monitorear en forma remota la temperatura en los recintos bajo supervisión. Para esto se desarrolló una interface para computadora en Visual Basic. En la figura 8 se muestra el diagrama de flujo del programa elaborado.

El programa de cómputo está diseñado para poder leer la información de varios monitores de temperatura, siempre y cuando estos se encuentren conectados a la

misma red. Por lo anterior, la primera acción que se realiza al arrancar la aplicación, es seleccionar a cuál de los equipos conectados se le solicitará la información. Posteriormente, una vez que se ha establecido comunicación con el servidor de red, se lee el valor de la temperatura, la cual es desplegada en los indicadores de texto de la interface. Si el valor de la variable se encuentra fuera de rango, se ejecuta la subrutina encargada de enviar correos electrónicos señalando la situación a las direcciones previamente configuradas. El programa se encuentra en un ciclo infinito realizando las acciones descritas, lo anterior, hasta que el usuario decide cerrar la aplicación.

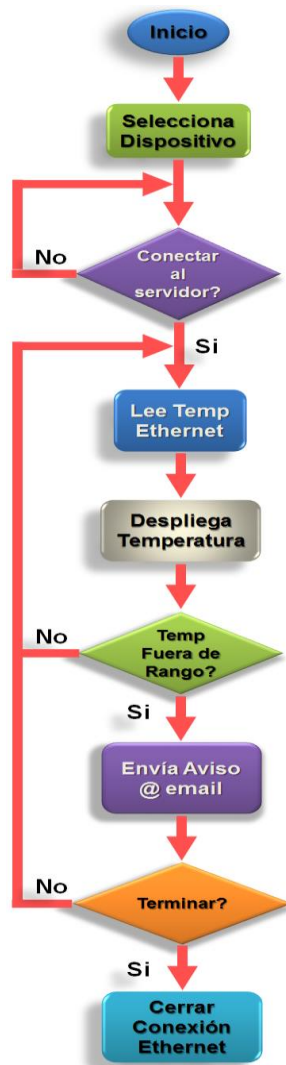


Figura 8 Diagrama de flujo del programa en Visual Basic.

### 3. Resultados

El resultado que se presenta de este proyecto es el equipo físico y la interface desarrollada. Una vez que el diseño de las distintas partes del equipo fue realizado, se procedió a construir el módulo, el cual se encuentra dentro de un gabinete, así como a elaborar el programa de cómputo. En esta sección del artículo, se presentan los resultados obtenidos.

#### Monitor de Temperatura

Se diseñaron y construyeron dos tarjetas electrónicas, la primera de ellas corresponde al sistema electrónico. En esta se encuentran los elementos asociados al sistema digital, así mismo, en esta tablilla se ubicaron los convertidores RS-485 a TTL y TTL a Ethernet. La segunda tarjeta soporta los tres indicadores numéricos de 7 segmentos. La primera de las tarjetas se encuentra instalada en una platina al interior del gabinete, mientras que la correspondiente a los indicadores se colocó al frente del mismo. La conexión entre las dos tarjetas se realiza mediante un conector de cable plano.

Adicionalmente se tiene una fuente de 24 VDC, la cual alimenta los distintos elementos del equipo, así como un interruptor de perilla que permite el encendido del equipo. El gabinete empleado es el modelo CRN-3025/150 de la marca Himel, se trata de un gabinete metálico con puerta y platina interior, sus dimensiones externas son: 300 x 250 x 150 mm. La figura 9 muestra una vista del interior del gabinete con los elementos instalados.



Figura 9 Vista del interior del monitor de temperatura construido.



En la imagen se observa al lado izquierdo el interior del gabinete. Se tiene en la parte superior la fuente de voltaje, así como un conjunto de clemas que facilitan las conexiones y el mantenimiento del equipo. Del mismo lado, pero en la parte inferior se encuentra la tarjeta electrónica correspondiente al sistema electrónico. En el lado derecho de la imagen se tiene la parte trasera de la puerta del gabinete. En esta se observa en la parte superior la tarjeta electrónica con los indicadores numéricos, mientras que en la parte inferior se tienen los indicadores luminosos que señalan localmente el estado de la variable monitoreada. Se observan también la parte posterior del controlador de temperatura, así como del interruptor del equipo. En la figura 10 se tienen dos vistas frontales del monitor de temperatura encendido, mientras que la figura 11 se muestran imágenes de dos monitores instalados en la planta.



Figura 10 Vistas frontales del monitor de temperatura construido.



Figura 11 Vistas de dos monitores instalados en la planta.

## Interface de Monitoreo

La interface que se elaboró contempla la conexión de tres monitores de temperatura. La figura 12 muestra la vista de la pantalla de monitoreo por computadora del sistema desarrollado.



Figura 12 Pantalla de monitoreo de la interface desarrollada.

La ventana de la interface desarrollada es bastante sencilla. En la parte superior se despliega el logotipo de la empresa, en este documento se omitió por razones de propiedad industrial. En la parte inferior se despliegan tres campos en los cuales se muestra el valor de la temperatura en igual número de recintos. Se incluyó un indicador que señala cuando el equipo ha logrado conectarse a la red en la cual se encuentran los equipos.

#### 4. Discusión

Anterior al desarrollo de este proyecto, la única forma de saber si había un problema era cuando el personal detectaba esta situación y verbalmente lo hacía saber a los responsables. En caso de alguna situación de peligro, una alarma era activada manualmente por el personal. Respecto al monitoreo de la temperatura, un empleado estaba encargado de leer cada dos horas termómetros instalados al interior de cada cuarto frío. La forma establecida de supervisar la temperatura, al ser dependiente de personas, implicaba demasiados riesgos, además de no ser funcional por las noches o en los días que la planta no tenía labores.

Los equipos construidos y descritos en este artículo han permitido a la empresa contar con un sistema de monitoreo y de alarma, tanto de forma local como remota, confiable. Lo anterior redundó en un incremento de la seguridad tanto para las instalaciones como para el personal. Debido a que desde el inicio de operaciones de la empresa nunca se ha presentado algún problema mayor con respecto al control de la temperatura en los cuartos fríos, no se puede cuantificar la ventaja de contar con los equipos construidos. El beneficio radica en contar con un sistema confiable que deja de ser dependiente del personal.

## **5. Conclusiones**

Tomando en cuenta los requisitos propuestos por la empresa al momento de plantear el proyecto, se considera que los objetivos fueron alcanzados en forma adecuada. Al momento de redactar este artículo, se tienen instalados tres monitores de temperatura en igual número de puntos de la planta. Los equipos tienen cerca de 18 meses operando. Durante este período los aparatos han facilitado las tareas relacionadas con el monitoreo de la temperatura de forma local y remota. Respecto al sistema de alertamiento remoto se tiene el problema que éste es funcional solo si una persona se encuentra frente a la computadora y tiene abierta la aplicación. Así mismo, la opción de enviar correos electrónicos fue desactivada al poco tiempo de empezar a operar los equipos, lo anterior debido a que los rangos de operación para las temperaturas establecidos en los manuales de seguridad estaban demasiado reducidos generando constantemente envíos de mensajes.

Como trabajo a futuro se están elaborando nuevas versiones de los programas, tanto para el sistema electrónico, como para la interface, que contemplan comentarios realizados por el personal de la planta. Así mismo, se considera el manejo de la información de forma remota con ayuda de una página web, lo anterior permitiría a los usuarios el tener acceso a la misma, desde cualquier dispositivo capaz de conectarse a internet.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Etherpower, SUN 2232, Manual de usuario, Buenos Aires, Argentina, 2015.
- [2] García S., Recomendaciones, salud y seguridad en la manipulación de las resinas, Revista Iberoamericana de Polímeros, ISSN 1988-4206, Vol.14, No.5, Septiembre 2013.
- [3] Laurel Electronics Inc., Magna Process 4-Large Digit Process Indicator, California, USA, 2016.
- [4] Moxa Inc., NE-4100 Series, User's Manual, USA, 2008.
- [5] Omega Engineering Inc., IDL-44 UTP Big Display Universal Temperature & Process Controller Manual, Connecticut, USA, 2014.

- [6] Red Lion Controls, The 1/16 DIN Controllers Temperature/Process, Instruction Manual, USA, 2007.
- [7] Silveira E., Bonho S., Temperature Monitoring Through Wireless Sensor Network Using an 802.15.4/802.11 Gateway, IFAC Papers on Line, Vol. 49, No. 30, pp. 120-125, 2016.
- [8] Wen-Tsai S., Yao-Chi H., Designing an industrial real-time measurement and monitoring system based on embedded system and ZigBee, Expert Systems with Applications, Vol. 38, No. 4, pp. 4522-4529, April 2011.
- [9] Xytronix Research & Design Inc., X-DAQ. Temperature Module, User's Manual, Utha, USA, 2016.

# IMPLEMENTACIÓN DE EFECTOS DE SONIDO PARA GUITARRA ELÉCTRICA EN LA TARJETA C6713 DSK

***Claudia Gómez Borrás***

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco

*cgb@correo.azc.uam.mx*

***Javier Alducin Castillo***

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco

*jac@correo.azc.uam.mx*

## **Resumen**

La implementación de efectos de sonido en forma digital mediante procesamiento de audio es una opción económica y flexible de modificar el audio para crear un tono o efecto particular acorde al gusto del músico. En la actualidad existen sólo unos cuantos pedales de guitarra programables comerciales, así como pedales multi-efectos digitales que brindan al usuario algunas opciones para poder elaborar sus propios efectos. Teniendo en cuenta lo anterior, en este trabajo se presenta el desarrollo de un sistema de procesamiento de audio en tiempo real, a través del DSP TI's C6713 DSK, que tiene la ventaja de ser completamente modificable al tener acceso al código fuente. Se implementan exitosamente efectos de sonido como el efecto wah-wah y reverberación, así como dos filtros digitales básicos, los cuales se diseñaron previamente en el software Octave y se trasladaron para su realización en el DSP. El sistema desarrollado brinda la posibilidad de elegir el efecto deseado, sin reprogramar el DSP, para su inclusión en una señal de audio generada en tiempo real, a través de un instrumento como una guitarra. Por otro lado, basta modificar algunos parámetros en el programa elaborado para obtener variantes de tales efectos evitando así la necesidad de adquirir otro equipo como sucede en el caso de los dispositivos analógicos.

**Palabras Clave:** DSP C6713, efectos de audio, Octave, procesamiento de audio.

## **Abstract**

*The implementation of digital sound effects through audio processing, is an economical and flexible option to modify sound to create a special tone according to the taste of the musician. Currently there are just a few commercial programmable guitar pedals as well as digital multi-effects pedals that provide options to the users to make their own effects. Considering the above, this work shows the development of a real-time audio processing system, through DSP TI C6713 DSK, which has the advantage of being completely modifiable by having access to the source code. Sound effects such as the wah-wah effect and reverberation, as well as two basic digital filters, which were previously designed in the Octave, were successfully implemented in the DSP. The developed system offers the possibility to choose the desired effect without reprogramming the DSP for inclusion in a real-time audio signal through an instrument such as a guitar. On the other hand, it is enough to modify some parameters in the program elaborated to obtain variants of the effects and thus avoids the need to acquire another equipment as it happens in the case of analog devices.*

**Keywords:** *Audio effects, audio processing, DSP C6713, Octave.*

## **1. Introducción**

Hoy en día, las aplicaciones principales de audio con DSP's son: codificación de alta calidad de audio, así como la generación y manipulación digital de señales de música. En el ámbito musical, un DSP puede resultar útil para realizar varias funciones, entre ellas, la generación de efectos de sonido mediante la aplicación de diferentes filtros digitales. Algunos efectos de sonido como eco y reverberación pueden ser generados a través de un sistema lineal; otros efectos como la distorsión requieren sistemas no lineales.

En las etapas de acondicionamiento y procesamiento de una señal de audio es posible, mediante sistemas discretos y digitales, sustituir a sistemas analógicos como amplificadores, moduladores, filtros, entre otros. Esto se debe a que los DSP's han permitido que sea más factible implementar determinadas funciones mediante técnicas de procesamiento digital de señales. Además, de forma

comparativa, los componentes analógicos requieren mayor espacio; deben ser ajustados en sus valores adecuados por única vez al construirse, por lo que los ajustes disponibles son aquellos con los que fueron configurados de fábrica y presentan alteraciones tras el cambio de temperatura, así como con el transcurso del tiempo de uso y posibles fallas en sus componentes. Un sistema de procesamiento de audio implementado con un DSP es mucho más sencillo de modificar, corregir en caso de error y actualizar su funcionamiento, pues basta con reprogramarlo. Particularmente la producción de efectos de guitarra, mediante procesamiento digital de señales, tiene como ventajas: poder tener múltiples efectos en un solo sistema y contar con características y parámetros personalizables que los sistemas analógicos no pueden lograr, sin embargo, es necesario tener en cuenta que se tienen limitaciones debido a las características del DSP, del procesamiento y de programación.

En este trabajo se propone realizar la implementación de dos efectos de sonido: *wah-wah* y *reverberación* usando un DSP TI C6713 DSK y también la implementación de dos filtros básicos: *filtro pasa-bajas* y *pasa-altas*. Si bien, el DSP es un modelo con algunos años en el mercado, posee características básicas para poder realizar el procesamiento de audio en tiempo real. Una de las motivaciones para realizar este trabajo es que se plantea que el sistema tenga la capacidad de ser modificable en los parámetros de cada efecto, de tal manera que el usuario logre la configuración que desee y pueda seleccionar entre cada uno.

Las señales de audio se pueden modificar de acuerdo con una serie de parámetros de un sistema digital, de acuerdo con el criterio del usuario; la configuración de los parámetros produce el efecto de sonido deseado. En la literatura, existen algunos trabajos de revisión de diversos efectos de sonido desde el punto de vista analógico y digital; respecto a este último se pueden encontrar trabajos como [Dattoro, 1997] y [Zölzer, 2003], donde se describen una gran cantidad de efectos de sonido. En [Ballou, 2013], no sólo describen efectos de sonido, sino también realiza una interesante descripción física del sonido, así como los diversos fenómenos físicos que pueden alterarlo. En [Ballou, 2013], se utiliza el DSP modelo C6713 DSK de TI para efectos de guitarra, los filtros

digitales fueron diseñados en Matlab generando los siguientes efectos: eco, coro, reverberación, flanger, wah-wah, ecualizador de 8 bandas y distorsión. Una de las desventajas de ese trabajo es que no se integran los efectos en un solo programa, es decir, para realizar alguno de los efectos de sonido, se reprograma cada vez el DSP. Además, requiere el uso de un software comercial de alto costo (Matlab) para el diseño de los filtros digitales, además de requerir diversos *toolbox* los cuales también tienen un costo significativo.

Por otro lado, en [Digital Guitar Effects, 2017] se implementaron varios efectos de sonido, con fines didácticos usando Matlab junto con un DSP cuyo modelo no se especifica. Los efectos implementados fueron flanger y wah-wah, sin embargo, los autores mencionan que debido a errores en el desarrollo del código no se obtuvo la respuesta deseada, ya que el audio de salida del proceso no mostraba los efectos esperados. Otro enfoque de algunos trabajos es únicamente la simulación de efectos usando Matlab, por ejemplo, en [Vargas, 2016], realizan la simulación del efecto *booster* (incremento de magnitud de la señal) y del efecto *delay*, sin embargo, no implementan los efectos en tiempo real. En [Adil, 2015], también simulan los efectos *pitch*, *echo*, *tremolo* haciendo uso de Matlab. En [Glover, 2011], proponen el uso de Python junto con la librería *Modal*, para procesar audio e implementar efectos de sonido, si bien hacen uso de software libre, no privativo, no se ejecuta en un DSP.

El procesamiento de audio es un nicho de mercado, por esta razón, muchos de los sistemas comerciales tienen patentes específicas, ya que la configuración de parámetros, así como el diseño de los sistemas que producen los efectos son protegidos celosamente, por ello existen diversas patentes, por ejemplo, en [Daniel, 2009] se plantea un sistema multiefectos para guitarra mediante un DSP y una unidad de control dinámico sensible al tacto, lo que ayuda a controlar y procesar las señales producidas por la guitarra. En [Ryle, 2010], se propone un sistema basado en DSP con un módulo extraíble, el cual contendrá los efectos de sonido a realizar, es decir, hay una protección adicional al sistema desarrollado, ya que el DSP no tendrá las funciones a realizar, si no un módulo adicional proporcionará al DSP las funciones a realizar. En [Pennock, 2006], se patentó un



sistema basado en DSP que realiza efectos de sonido, la descripción que realizan menciona modelos matemáticos complejos, sin embargo, al leer detenidamente la patente, realizan filtros digitales básicos, donde los coeficientes son importantes, ya que suelen ser éstos los que diferencian a un sistema de otro.

En el mercado también existen los *pedales programables* [Programmable Guitar Pedals, 2017]. Hay que considerar que algunos de estos sistemas son de código abierto y es posible personalizarlos, aunque ciertos pedales requieren programarse en lenguaje ensamblador en vez de C, o bien utilizar su software bajo un sistema operativo de paga lo cual resulta desventajoso para el usuario. Otros inconvenientes son que algunos de estos dispositivos no cuentan con un preamplificador que permita tratar directamente la señal proveniente de la guitarra, no tienen suficientes perillas o tienen una fidelidad muy pobre.

El uso de Matlab para el diseño de filtros digitales a implementarse en el DSP o para simulación, es extendido. Sin embargo, es un software comercial costoso, por ello, en este trabajo se propone realizar el diseño de los sistemas que realizan los efectos de sonido usando Octave, un software de licencia *GNU*, muy similar a Matlab.

### **Características de los Efectos**

Los efectos digitales de audio se catalogan de acuerdo con la forma en que se realiza su procesamiento. Clasificación de los efectos implementados:

- Filtrado Básico: Pasa bajas, Pasa altas.
- Filtros de tiempo variable: Wah-wah.
- Efectos espaciales: Reverberación.

### **Reverberación**

La reverberación natural es un sonido que resulta del reflejo atenuado y en distintos ángulos de las ondas sonoras en las superficies de un espacio cerrado. Este sonido varía según las características del lugar como el tamaño y hasta el material de las superficies que lo componen, debido a la forma en como es absorbido y reflejado.

Es posible reproducir este efecto de forma artificial usando un sistema digital, sin embargo, tiene dos principales limitantes: memoria disponible y velocidad de procesamiento. Esto es debido a que se requiere almacenar datos para poder crear la sensación de escuchar el sonido reflejado tras un breve retardo.

### **Reverberación Digital**

Existen diversos tratamientos, entre ellos los digitales, para conseguir un efecto de reverberación. Parte de estas técnicas se encuentran limitadas por los requerimientos de cómputo: por ejemplo, el modelado físico tridimensional de un cuarto reverberante, el cual precisa de la aplicación de distintas leyes físicas, así como de diversos parámetros [Ballou, 2013]. La mayoría de los trabajos para reproducir la reverberación se basan en el empleo de sistemas cuyas variables sean controlables, pues resulta más simple aun cuando no simulen con fidelidad las características de un determinado espacio reverberante.

Para producir un sistema básico de reverberación se usa generalmente un *filtro peine*, ver figura 1, resulta sencillo modificar heurísticamente el número de retrasos ( $m$ ) y atenuación ( $g$ ) para producir el efecto de reverberación. Sin embargo, en la práctica no es fácil, por ello los equipos digitales que lo generan conllevan un desarrollo y patentes por parte de las compañías que los producen y desarrollan. Un sistema ampliamente utilizado es el realizado en [Moorer, 1979], conocido como *reverberador de Moorer*. Se considera un sistema complejo de reverberaciones, ya que actúan con  $n$  número de etapas en paralelo; es capaz de recrear reflexiones tempranas y tardías de sonido (60ms a 100ms). Cada filtro de peine actúa como un reverberador y permite simular el efecto de reflexión del sonido en las paredes de un cuarto, así como el tiempo de trayecto de una pared a otra. Además, al añadir la señal de entrada a la salida permite generar la sensación de estar cerca de la fuente.

En el mismo trabajo se sugiere que los retardos sean números primos, ya que de esta forma se evita la acumulación de picos sobre la misma muestra, lo que a su vez permite que el decaimiento sea más denso y uniforme.

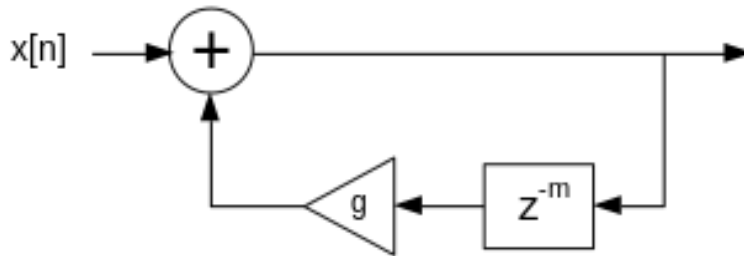


Figura 1 Filtro de peine.

## Wah-wah

Este efecto de sonido recibe dicho nombre debido a que imita la articulación de la expresión *wah* mediante la voz humana. Comúnmente se utiliza en guitarras, donde el sonido se hace pasar por filtros que lo modifican al añadir y suprimir alternadamente sus componentes en distintas frecuencias. Esto además de percibirse como la imitación de la pronunciación de un *wah*, crea la sensación de que el tiempo de duración de la nota ejecutada mediante el instrumento se prolonga. Para su implementación de forma digital se utiliza un filtro de estado variable con una frecuencia central  $f_c$  variable, estos filtros fueron tratados inicialmente en [Oppenheim, 1976] y ayudan en la generación del efecto wah-wah. La descripción del filtro implementado para este efecto se amplía en la sección Métodos.

## Características del TMS20C6713 DSK

La tarjeta TMS20C6713 DSK pertenece a la familia TMS320 C67x de DSP's de punto flotante de Texas Instruments, tiene arquitectura VLIW (Very Long Instruction Word) con 8 unidades de ejecución en su CPU y velocidades de reloj que alcanzan hasta los 350MHz. Tiene palabras de 32 bits y se programa en lenguaje C. Dispone de un Códec Estéreo AIC23, el cual tiene una tasa de muestreo en un rango de 8-96kHz, de 16 a 32 bits. Este códec lleva a cabo las funciones de un ADC y un DAC. Cuenta con líneas de entrada, de salida, así como para micrófono y audífonos. La tarjeta tiene también LED's y DIP switch que facilitan algunas aplicaciones que el usuario desee implementar.

## 2. Métodos

Se implementaron los efectos descritos anteriormente siguiendo el diagrama a bloques de la figura 2.

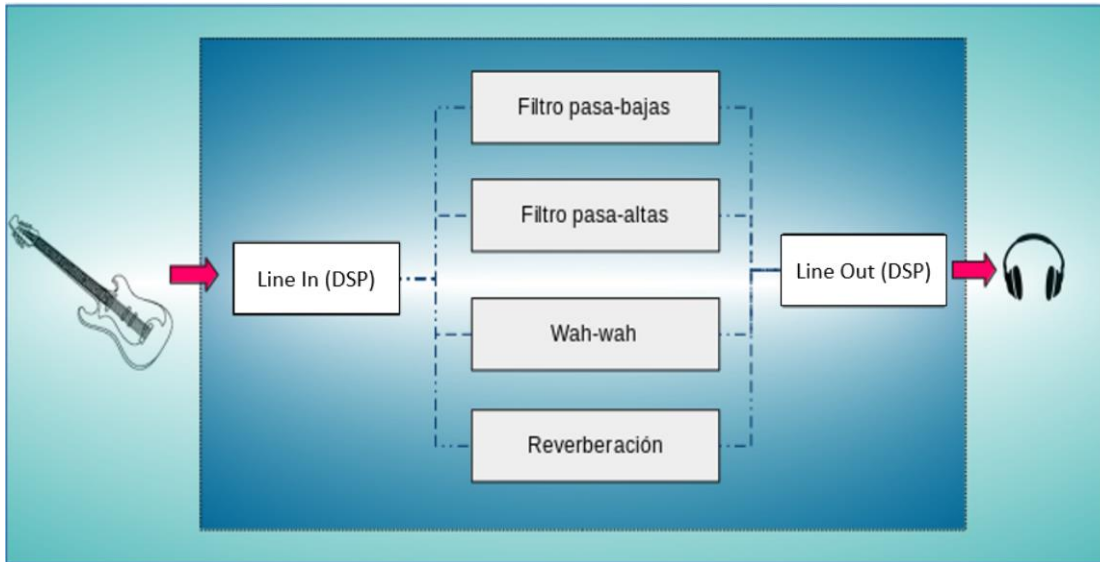


Figura 2 Diagrama a bloques del sistema desarrollado.

### DSP

El bloque de DSP está constituido por la tarjeta C6713. Se utilizaron las conexiones de Line In y Line Out, para conectar la guitarra (señal de entrada) y los audífonos (señal de salida). Se configuró el códec con una frecuencia de muestreo de 24 kHz. La estructura del código principal se muestra en el siguiente pseudocódigo:

```
#include <stdio.h>
#include <dsk6713.h>
#include <dsk6713_aic23.h>
#include <access.h>
Set DSK6713_AIC23 Default
Set CodecHandle
Initialize Board Support Library
Initialize DIP switch
Initialize LED
Open the codec in eI_handle0
Set Freq of AIC23 Codec
while(1){
```

```
while(read AIC23){
  conversion data "typecasting"
  if (switch(1) On)
    low pass filter      endif
  if (switch(2) On)
    high pass filter     endif
  if (switch(3) On)
    wah-wah effect       endif
  if (switch(4) On)
    reverberation filter  endif
  conversion data "typecasting"
  while(write AIC23)}}
```

Inicialmente, se carga la configuración de puertos y memoria predeterminada, se configura el códec de audio para poder utilizar el ADC y DAC adecuadamente. Se establece la frecuencia de muestreo; se inicializa el DIP switch, ya que a través de éste se podrá elegir el efecto deseado; al mismo tiempo se inicializan los led's disponibles, únicamente como indicador del efecto en funcionamiento. Este programa se ejecuta en tiempo real, por ello se usa una sentencia while, para asegurarse que las líneas de código se ejecuten cuando el canal sea leído. A continuación, se realiza una conversión de datos, a punto flotante unitario, por lo que se divide por 32767 (valor máximo de 15 bits) y se realiza un *typecasting* a short (16 bits) y después a flotante, de tal manera que los valores de la señal se encontrarán en el rango 0-1. Con el DIP switch se selecciona el efecto o sistema a ejecutar, más adelante se detallará el funcionamiento de cada uno. Una vez realizado el efecto es necesario escribir los datos de salida para que se pueda transferir la información al puerto Line out, previo acondicionamiento de datos (multiplicando por 32767 y realizando un *typecasting* a short), de tal forma se pueda escuchar adecuadamente la señal de salida, la escritura también se realiza mediante una sentencia while, para asegurar que los datos se escriben correctamente antes de pasar a la siguiente línea. Con el pseudocódigo anterior, basta para poder configurar adecuadamente el DSP para la lectura y escritura de datos usando el códec de audio. Cada uno de los efectos fue realizado en código C para su implementación en el DSP.

### **Filtro Pasa Bajas**

Se implementó mediante un filtro FIR de fase lineal de orden 40 con una ventana de Blackman, ésta permite un rizado constante en la banda de paso y en la banda de rechazo, la zona de transición es estrecha. La frecuencia de corte superior se fijó en 3 kHz. Los coeficientes utilizados, fueron obtenidos a través Octave y trasladados para su uso en el DSP. Al seleccionar el DIP switch 0 del DSP se implementa este filtro, atenuando componentes de frecuencia altos, que corresponde a tonos agudos.

### **Filtro Pasa Altas**

Se implementó mediante un filtro FIR de fase lineal de orden 40 con una ventana de Blackman. La frecuencia de corte inferior se fijó en 9 kHz. Los coeficientes utilizados, fueron obtenidos a través Octave y trasladados para su uso en el DSP. Al seleccionar el DIP switch 1 del DSP se implementa este filtro, atenuando componentes de frecuencia bajos, es decir, eliminando sonidos graves. El uso de un orden reducido en los filtros pasa bajas y pasa altas de tipo FIR, obedece a un compromiso de diseño en tiempo real, entre mayor sea el orden del filtro, mayor memoria (muestras a almacenar) es requerida además de incrementarse el retardo de grupo.

### **Efecto wah-wah**

En Figura 3, se muestra el diagrama de un filtro de estado variable propuesto por [Oppenheim, 1976] y que se tomó como base para este trabajo. Este filtro se modela a través de las ecuaciones 1, 2 y 3, donde el parámetro  $F_1$  (ecuación 4) se recalcula para cada iteración del filtro, dependiente del valor de la frecuencia  $F_c$  (modificada en cada iteración), éste último parámetro es la frecuencia central variable que produce el efecto wah-wah. La ecuación 6 muestra la función de transferencia discreta que modela el comportamiento del filtro de estado variable propuesto.

$$y_1[n] = F_1 y_b[n] + y_1[n - 1] \quad (1)$$

$$y_b[n] = F_1 y_h[n] + y_b[n - 1] \quad (2)$$

$$y_h[n] = (x[n] - y_1[n - 1]) - Q_1 y_b[n - 1] \quad (3)$$

Donde:

$$F_1 = 2 * \text{sen} \left( \pi \frac{f_c}{f_s} \right); \quad (4)$$

$Q_1 = 2\xi$ , siendo  $\xi$  el factor de amortiguamiento

$$r = F_1, \quad q = 1 - F_1 Q_1 \quad (5)$$

$$H(z) = \frac{r^2}{1 + (r^2 - q - 1)z^{-1} + qz^{-2}} \quad (6)$$

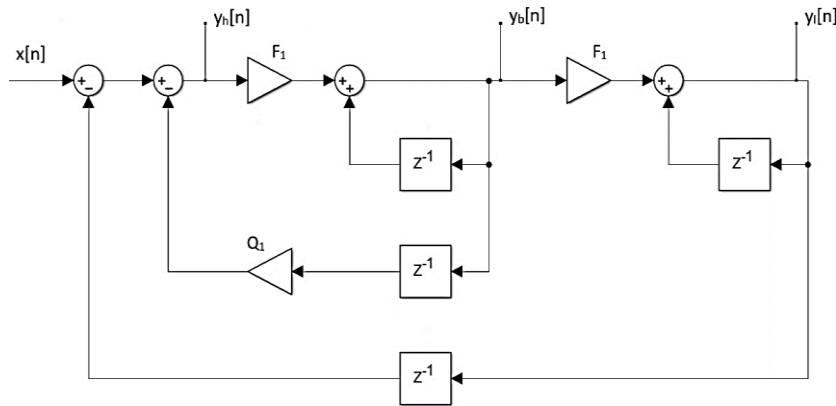


Figura 3 Diagrama a bloques para el efecto wah-wah.

Para realizar el efecto wah-wah se implementaron en el DSP las ecuaciones de diferencias mostradas en las ecuaciones 4, 5 y 6. La frecuencia de muestreo ( $f_s$ ), requerida para la ecuación 4, es la misma implementada por el códec AI123 (24kHz), la frecuencia  $f_c$  corresponde a la frecuencia central de la implementación wah-wah, para este trabajo se definió una frecuencia central mínima de 500 Hz y máxima de 3 kHz, con incrementos de 0.125 Hz por iteración. Las ecuaciones de diferencias se realizan en cada iteración recalculando el valor de  $F_1$  a partir de la variación de  $f_c$ , es decir, en cada iteración se logra un filtro digital de frecuencia central variable incrementando y decrementando la frecuencia central. Lo anterior produce el efecto wah-wah. Al seleccionar el DIP switch 2 del DSP, se implementa este efecto.

Durante la implementación de este efecto de sonido en el DSP, se realizaron dos tipos de modalidades. En la primera, el efecto wah-wah afecta de manera continua

a la entrada del DSP al dejar presionado el DIP switch 2. La segunda modalidad consiste en que al accionar el DIP switch 2 se realiza el efecto wah-wah similar a como si se presionará un pedal (por tiempo limitado), al dejar de presionar el pedal (DIP switch 2) se inhibe el efecto.

## Reverberación

Se elaboró el sistema de reflexiones tardías, para lo cual se requirió diseñar los filtros de peine (que actúan como reverberadores individuales), eligiendo sus atenuaciones y retardos, la variación de estos parámetros simulan la superficie de reflexión del sonido, así como el tiempo de recorrido de la fuente a las superficies y su retorno, de tal forma que se simula una gran sala de concierto. Se utilizaron en total cuatro filtros de peine cuyas características se muestran en la tabla 1. Debido a que la tasa de muestreo ( $f_s$ ), seleccionada fue de 24 KHz, se tiene que el periodo de muestreo ( $T_s$ ), es de 41.667  $\mu$ s. Con esta información es posible calcular el tiempo de retardo entre cada reflexión correspondiente a los reverberadores tras haber establecido el número de muestras de retardo, ver tabla 1.

Tabla 1 Especificaciones de los reverberadores.

Reverberador	Atenuación	Muestras de retardo	Tiempo de retardo [ms]
1	0.8	2311	96.29
2	0.31	4800	200
3	0.15	6307	262.79
4	0.03	8101	337.54

Los valores mostrados en la tabla 1, fueron elegidos de manera heurística, a criterio de los autores, debido a que la percepción de los efectos de sonido es subjetiva, y con ellos se lograr percibir el efecto adecuadamente, cabe destacar, que en los dispositivos comerciales la configuración de retardos y atenuaciones es resguardada mediante patentes o la no divulgación de dichos parámetros. Los filtros peine diseñados se implementaron en paralelo, es decir, la señal de entrada de audio ( $x[n]$ ) es la entrada a cada uno de los reverberadores, los cuales realizan



el retardo y atenuación de la señal como se indica en la tabla 1, la salida de los cuatro filtros peine se suman, éste resultado es afectado por un filtro pasa todo, con el objetivo de obtener una difusión del sonido de los reverberadores, tratando de obtener un efecto lo más natural posible.

El diagrama a bloques del modelo diseñado se observa en la figura 4, y que constituye el sistema de reflexiones tardías basado en cuatro etapas de reverberación en cascada con un filtro pasa todos. En él, se observan los parámetros elegidos tanto para los retardos como las ganancias involucradas, mostradas en la tabla 1.

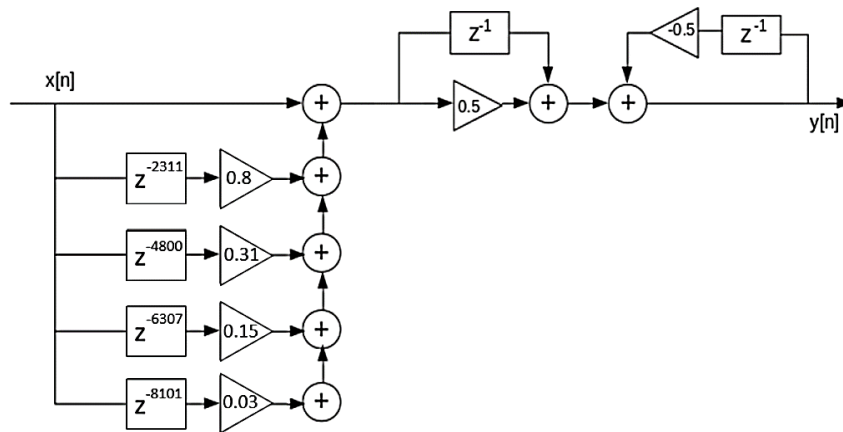


Figura 4 Diagrama del reverberador implementado.

Del análisis del diagrama anterior se obtiene que la función de transferencia (FT) de la etapa de los filtros peine en paralelo, ecuación 7.

$$H_1(z) = 1 + 0.8z^{-2311} + 0.31z^{-4800} + 0.15z^{-6307} + 0.03z^{-8101} \quad (7)$$

La FT de la segunda etapa (filtro pasa todos), ecuación 8.

$$H_2(z) = \frac{z^{-1}-0.5}{1-0.5z^{-1}} \quad (8)$$

Una vez obtenidas las FT's de ambas etapas, se puede obtener la FT de todo el sistema en el dominio de z mostrada en la ecuación 9.

$$H(z) = \frac{-0.5z^{-1}-0.4z^{-2311}+0.8z^{-2312}-0.155z^{-4800}+0.31z^{-4801}-0.075z^{-6307}}{1-0.5z^{-1}} + \dots \frac{0.15z^{-6308}ah-0.015z^{-8101}+0.03z^{-8102}}{1-0.5z^{-1}} \quad (9)$$

### 3. Resultados

En la figura 5, se muestran los componentes físicos del trabajo elaborado y su conexión, así como la ventana de ejecución de CCS con el código del proyecto en modo *run* (ejecución) en el monitor de la computadora. El equipo de cómputo utilizado fue una *workstation* Dell T5400, con 4 Gb de memoria RAM, y un procesador Intel Xeon a 2.0 Ghz. Los resultados de este trabajo se corroboraron de forma audible mediante la ejecución de diversas notas y acordes en guitarra, además de probarlo con la reproducción de canciones.



Figura 5 Conexión de los elementos del proyecto.

En el caso de los filtros pasa bajas y pasa altas no existió mayor complicación en identificar su efecto sobre el sonido, por lo que se confirma que la respuesta del DSP tuvo el comportamiento esperado. El uso este DSP brindó la posibilidad de realizar un procesamiento de señal de audio suficiente para poder generar adecuadamente los efectos propuestos. Al oprimir el switch 0 se mantuvieron los sonidos graves al tener una frecuencia de corte superior de 3 kHz ( $\pi/4$ ). En el caso de seleccionar el switch 1 se escucharon los sonidos agudos debido a las configuraciones del filtro pasa altas. Cabe recordar que el diseño de ambos filtros está elaborado bajo la consideración de que la frecuencia de muestreo configurada en el códec AIC23 fue de 24 kHz, por lo que, si se eligiera una frecuencia de muestreo diferente, tendrían que ser rediseñados los filtros para cumplir las expectativas del usuario.

En el caso del efecto wah-wah existen muchas variantes dependiendo los ajustes realizados ya que puede ser un sonido corto o prolongado; sin embargo, para los

parámetros establecidos en este desarrollo se comprobó la audición de la articulación “wah” con una duración corta, al tocar diferentes notas en la guitarra. Cabe señalar que no se generó distorsión alguna de la señal de salida.

Finalmente, para el reverberador fue posible percibir las reflexiones de sonido para lo cual se probaron distintos ajustes en los coeficientes de retardo y ganancia, obteniendo así distintos resultados. Con la variación de estos parámetros fue posible recrear una sensación de habitación con reflexión o bien sonidos para los que podía distinguirse una reverberación que creaba la sensación de que las notas ejecutadas en la guitarra tuvieran una duración mayor a la original.

#### **4. Discusión**

Si bien se lograron implementar los efectos de audio propuestos, se notó que la tarjeta C6713 DSK tiene ciertas limitaciones como lo es la atenuación que sufre la señal de audio debido al códec, ya que el circuito de entrada contiene un divisor de voltaje que disminuye la amplitud en un factor de 2 como se indica en [DSP, 2017]. Esto se compensó añadiendo ganancia a la señal de salida, pero resulta insuficiente el volumen obtenido; además, si se excede en el valor de ganancia el audio comienza a presentar saturación. Por otro lado, el efecto wah-wah fue generado con éxito en sus dos modalidades, duración corta o prolongada, sin distorsión o saturación de sonido. Finalmente, los parámetros elegidos en el caso del reverberador no generan distorsión en el audio con guitarra, aunque en la música sí debido a que contiene un mayor rango de frecuencias, lo que provoca una saturación del sonido debido a las reflexiones generadas.

#### **5. Conclusiones**

La apreciación de efectos de sonido es subjetiva y depende del “oído” de cada usuario, por ello existe una gran variedad de pedales. Una alternativa al uso de pedales analógicos de efectos, es la implementación de filtros y efectos de sonido en señales de audio en tiempo real digitalmente, gracias a los DSP's. Las características propias de los DSP (arquitectura y recursos) son determinantes en el posible acondicionamiento a realizar en las señales de audio. En este trabajo,

se muestra que para el efecto de reverberación, se requieren diferentes retardos de tiempo aplicados a la señal de entrada. Lo anterior afecta la obtención de la señal de salida, provocando en algunos casos una distorsión, por lo que según el tipo de audio, será conveniente reajustar los parámetros involucrados en su diseño.

El efecto wah-wah y los filtros digitales básicos se realizan adecuadamente. El efecto wah-wah requiere tan sólo de almacenar una muestra anterior de las secuencias  $y_1[n]$  ver ecuación 4, y  $y_b[n]$  ver ecuación 5, de esta manera, las ecuaciones de diferencias que modelan dicho efecto, son ejecutadas sin la necesidad de aplicar grandes retardos de tiempo.

Existen una gran cantidad de efectos de audio que se pueden realizar a través de un DSP, la implementación de un sistema multiefecto puede brindar la posibilidad de satisfacer las preferencias de configuración de cada usuario con el objetivo de generar un efecto sonoro único y personalizado. Se propone como trabajo futuro complementar el sistema realizado, con la adición de otros efectos de sonido, en un solo script de ejecución, buscando desarrollar un sistema multiefecto.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] A. Oppenheim, W. Mecklenbrauker & R. Mersereau, Variable cutoff linear phase digital filters, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*. Vol. 23. No. 4, pp. 199-203, 1976.
- [2] Adil, Duaa. Nehad, Yazan, "Digital Signal Processing and Sound Effects". Department of Computer Engineering. Baghdad University, 2015.
- [3] Anuj Dharia & Rosham Gummattira, Signal Processing Examples Using the TMS320C67x Digital Signal Processing Library (DSPLIB): <http://www.ti.com/lit/an/spra947a/spra947a.pdf>. 2009, Abril 2017.
- [4] Ballou, Glen, Handbook for sound engineers, 4ta Edición, Taylor & Francis. Hoboken, N. J., pp. 1737, 2013.
- [5] Daniel, S., Multi-sound effect system including dynamic controller for an amplified guitar. US Patent 7,541,536: <https://www.google.com/patents/US7541536>, 2009.

- [6] Dattorro, Jon, Effect design, part 2: Delay line modulation and chorus. *Journal of the Audio Engineering Society*. Vol.45. No. 10, pp. 764-788, 1997.
- [7] Digital Guitar Effects Unit and Amplifier: <http://digitalcommons.calpoly.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=1190&context=eesp>, Marzo 2017.
- [8] DSP Audio Effects: [https://courses.engr.illinois.edu/phys406/Student\\_Projects/Spring01/PPoongbunkor/Piya\\_Poongbunkor\\_DSP.pdf](https://courses.engr.illinois.edu/phys406/Student_Projects/Spring01/PPoongbunkor/Piya_Poongbunkor_DSP.pdf), Marzo 2017.
- [9] Glover, John C. et. al. Python for audio signal processing, 2011: <http://eprints.maynoothuniversity.ie/4115/1/40.pdf>, último acceso: Julio, 2017.
- [10] Moorer, James A., About this Reverberation Business, *Computer Music Journal*. Vol. 3. No. 2, pp.13-28, Junio 1979.
- [11] Pennock, J. D. Urry, R. M. et. al., Musical effect customization system. US Patent 7,026,539, 2006: <https://www.google.com/patents/US7026539>.
- [12] Programmable Guitar Pedals: <http://diydsp.com/livesite/pages/GuitarPedals>, Abril 2017.
- [13] Ryle, M. Doidic, M.A. Audio signal processor with modular user interface and processing functionality. US Patent 7,711,442, 2010: <https://www.google.com/patents/US7711442>.
- [14] Steven A. Tretter, Communication System Design Using DSP Algorithms with Laboratory Experiments for the TMS320C6713™ DSK. University of Maryland. Springer, pp. 1-25, 2008.
- [15] Siddhesh N. Upasani et. al. Review on Implementation of Digital Music Equalization (Echo & Reverberation) Model Using Simulink and TMS320C6713 DSK, 2014: [www.ijcstjournal.org/volume-2/issue-2/IJCST-V212P26.pdf](http://www.ijcstjournal.org/volume-2/issue-2/IJCST-V212P26.pdf), Abril 2017.
- [16] Thad B. Welch, Cameron H. G. Wright, et. al., Real-Time Digital Signal Processing from MATLAB to C with the TMS320C67x DSPs. CRC Press. 28, 2012.

- [17] Vargas, Juan S. Burgos, Jaime A., Análisis de sistemas procesadores de señales de guitarras eléctricas Estudio de las señales en efectores de guitarra eléctrica orientado a tecnologías de la actuación, *Ingenium Revista de la facultad de ingeniería*, Vol. 17, No. 34, pp. 76-89, 2016.
- [18] Zölzer, Udo. Smith III, Julius O., DAFX-digital audio effects, *The Journal of the Acoustical Society of America*. Vol. 114. No. 5, pp. 2527-2528, 2003.

# DISEÑO DE UN CIRCUITO DE CONTROL DE ILUMINACIÓN PARA UN SISTEMA FORMADOR DE IMÁGENES DE PURKINJE

***Armando Gómez Vieyra***

Universidad Autónoma Metropolitana  
*agvte@correo.azc.uam.mx*

***Ezequiel Martínez Solís***

Universidad Autónoma Metropolitana  
*ezequiel.martinez.s@hotmail.com*

***Juan Jesús Ocampo Hidalgo***

Universidad Autónoma Metropolitana  
*jjoh@correo.azc.uam.mx*

***Karla Beatriz Vergara Vázquez***

Universidad Autónoma Metropolitana  
*karlavergara\_b@outlook.com*

***Uriel Calderón Uribe***

Universidad de Guanajuato  
*urielcal91@gmail.com*

***Geovanni Hernández Gómez***

Universidad de Guanajuato  
*geov.hernandez@ugto.mx*

## **Resumen**

Las imágenes de Purkinje son generadas por reflexión de la luz en las diferentes interfaces oculares (córnea anterior y posterior, y cristalino anterior y posterior). El estudio de estas imágenes es de suma importancia tanto en la

optometría como en la oftalmología. En la UAM Azcapotzalco se ha desarrollado un sistema formador de imágenes de Purkinje, el cual permite generar y detectar dichas imágenes de individuos in-vivo. El sistema optoelectrónico presentado, consta de una iluminación infrarroja a 840nm, alimentada por un convertidor digital/analógico (current-steering DAC) con salida de corriente, el cual fue diseñado con transistores y multiplexores analógicos CMOS. El DAC entrega de 6.5 a 7.5 mA de corriente por LED en pasos de 0.25 mA (n bits de resolución), en las diferentes matrices. De este modo, las matrices funcionan apropiadamente sin saturarse, y por ende es posible generar las Imágenes de Purkinje sin reflexión y sin ruido de fondo, con lo cual se ha reducido el intervalo de la prueba (con tiempos de 10 a 15 minutos por sujeto).

**Palabras Claves:** DAC de corriente, iluminación LED, imágenes de Purkinje, sistema ocular humano, tecnología CMOS.

### **Abstract**

*Purkinje images are generated by the light reflection at different ocular interfaces (anterior and posterior cornea, anterior and posterior lens). The study of these images is of paramount importance in both optometry and ophthalmology. In UAM-Azcapotzalco, a Purkinje image-forming system has been developed, which allows the generation and detection of such images of in-vivo. The optoelectronic system presented, consists of an infrared illumination at 840nm, powered by a current-steering DAC with current output, which was designed with analogue CMOS transistors and multiplexers. The DAC delivers from 6.5 to 7.5 mA of current by LED in steps of 0.25 mA (n bits of resolution), in the different matrices. In this way, the matrices function properly without saturation, and therefore it is possible to generate the Purkinje Images without reflection and without background noise, which has reduced the interval of the test (with times of 10 to 15 minutes per subject).*

**Keywords:** Current DAC, human eye system CMOS technology, LED lighting, Purkinje images.



## 1. Introducción

Las Imágenes de Purkinje fueron observadas por vez primera por Johannes Evangelista Purkinje (Fisiólogo) en 1821, con la ayuda de una linterna y más tarde confirmadas por Luis Joseph Sanson en 1837 [Marquez, 1926]. Las imágenes son cuatro, ver figura 1, dos corneales y otras dos del cristalino.

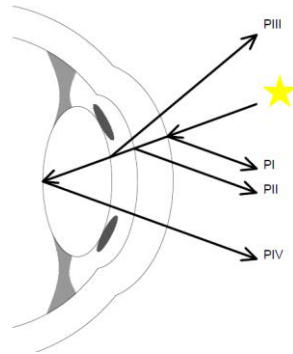


Figura 1 Esquema de la formación de las imágenes de Purkinje.

La primera imagen (PI) se produce por reflexión sobre la superficie anterior de la córnea que actúa como un espejo convexo y da lugar a una imagen virtual. Esta imagen es más intensa debido a la gran diferencia de índices de refracción entre el aire y las células de la córnea. Dicha imagen está situada a nivel del plano pupilar y tiene un tamaño intermedio entre las imágenes que producen las 2 superficies del cristalino. La imagen en cuestión se conoce también como reflejo luminoso corneal. La segunda imagen (PII) se produce sobre la superficie posterior de la córnea. Es de escasa intensidad debido a que la diferencia entre los índices de refracción de la córnea y el humor acuoso es muy pequeña. Además, está localizada muy cerca de la PI, ya que el radio de curvatura de la cara posterior es ligeramente inferior al de la cara anterior. Todo ello hace que esta imagen pase desapercibida ya que su tamaño también es ligeramente menor. La tercera imagen de Purkinje (PIII) se forma sobre la superficie anterior del cristalino que también actúa como un espejo convexo. Es la mayor de todas en cuanto a tamaño debido a que el radio de curvatura de la cara anterior del cristalino es mayor que los de la córnea, pero su intensidad luminosa es la más débil debido a varios factores como son: el mayor tamaño de la imagen, la escasa

diferencia entre el índice de refracción del humor acuoso y el del cristalino, una superficie menos lisa que la de la córnea y la conformación del cristalino con diferentes índices de refracción. Durante el estímulo visual conocido como acomodación, esta imagen se hace más pequeña, ya que disminuye el radio de curvatura, es decir, aumenta la curvatura de la cara anterior del cristalino. La cuarta imagen (PIV), se forma por reflexión sobre la superficie posterior del cristalino, que a diferencia de las otras actúa como un espejo cóncavo, por lo que se produce una imagen real e invertida. Su intensidad es mayor que la de la tercera imagen, pero su tamaño es menor que el de la primera (superficie anterior de la córnea) [Kaschke, 2014].

Recientemente, Tabernero y coautores [Tabernero, 2006] desarrollaron un sistema para estudiar la alineación de las estructuras oculares a partir de las Imágenes de Purkinje. Basado en esta investigación, se ha desarrollado un instrumento que permite obtener las imágenes de Purkinje, en una sola toma [Escamilla, 2014], [Cosme, 2016]. Este instrumento consta de una cámara CCD conectada a una PC, con lo cual realiza la captura y almacenamiento de las imágenes, empleando un módulo desarrollado bajo la plataforma LabView. Como se mencionó anteriormente, las Imágenes de Purkinje son cuatro (PI, PII, PIII y PIV), que se generan cuando se hace incidir luz infrarroja (840 nm) desde la superficie corneal, hasta el cristalino, del ojo humano. El uso de diodos emisores de luz (LEDs) infrarrojos conectados en serie a un transistor BJT que estabiliza la corriente consumida presenta muchas desventajas, que incrementan el grado de dificultad para generar las imágenes de interés. Las desventajas que tiene este arreglo son: El arreglo de diodos no irradia la intensidad luminosa apropiada: Dadas las características I-V no-lineales de los LEDs y los transistores BJT, ligeros aumentos en el voltaje provocan aumentos muy drásticos en la corriente, lo cual vuelve muy crítico el ajuste. En consecuencia, la generación de las imágenes de Purkinje se vuelve muy tardada.

Las imágenes captadas con dicho sistema de control de la corriente suministrada al LED, se observan con mucha reflexión y ruido, esto hace que se pierda nitidez en los reflejos de interés. No tener uniformidad en la iluminación hace que la

intensidad del haz de luz incidente en la superficie corneal se aprecie entre sí en algunas partes con más potencia que en otras, como consecuencia de esto, al localizar las coordenadas del centro de cada imagen, en la mayoría de los casos están fuera del eje céntrico, esto se observa en la figura 2 [Cosme, 2016].

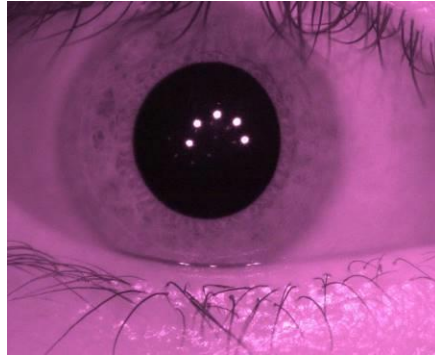


Figura 2 Reflejos de Purkinje en la superficie de interés.

En este trabajo se presenta el diseño y la implementación de un sistema electrónico, que permite lograr una iluminación uniforme y controlada para este instrumento.

## **2. Métodos**

Se procedió a caracterizar 10 LEDs infrarrojos, tanto óptica como electrónicamente, para definir los parámetros necesarios del sistema electrónico. Empleamos una esfera integradora de 6" Edmund Optics, un Power Meter Marca Newport Modelo 1916-R, una fuente de alimentación controlada digitalmente, un multímetro Keithley DMM5.5 y un multímetro AMPROBE Compact 15XP-B. Las curvas características encontradas se pueden observar en la figura 3, donde se corroboró que tenían propiedades similares y que son acordes a la literatura.

El sistema completo a bloques que se desarrolló se muestra en la figura 4. Donde se observa un bloque del sistema de alimentación general, que es una fuente de voltaje de corriente directa variable de los 3 a los 15 V, basada en un regulador LM317 y monitoreada por un microcontrolador ATmega328 que muestra el voltaje de salida en una pantalla de cristal líquido. Un bloque de fuente de corriente, el cual basa su construcción en un espejo de corriente simple con transistores

MOSFET. El bloque de control digital será construido a partir de la implementación de multiplexores analógicos (con tecnología MOSFET), que podrán ser controlados manualmente o mediante una computadora personal o un microcontrolador. Este sistema permite trabajar de manera manual o implementar un sistema automatizado para análisis de las estructuras oculares.

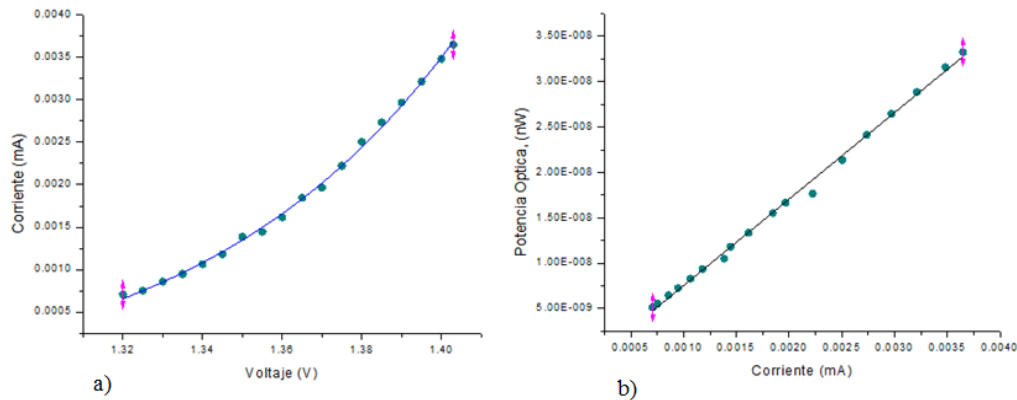


Figura 3 a) Curva de corriente contra el voltaje. b) Potencia óptica contra la corriente.

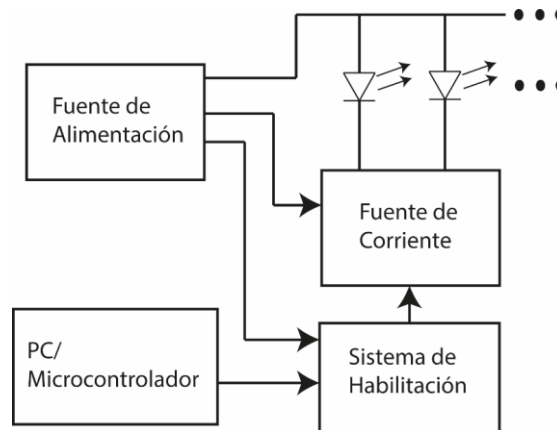


Figura 4 Sistema a bloques para el control de iluminación.

Tomando en cuenta a los dispositivos disponibles en el mercado y a las características de éstos, se decidió basar todo el diseño en tecnología CMOS ya que son más estables a la temperatura que la tecnología BJT, presentan una elevada impedancia de entrada y no son sensibles a la radiación externa. Sin embargo, el manejo y ensamblaje se complica debido a que se dañan con la electricidad estática.

## La Fuente de Corriente

Existen diversas configuraciones para crear este subsistema, por lo que se eligió como punto de partida, una fuente de corriente de dos transistores, llamada también espejo de corriente, que se ilustra en la figura 5 [Neamen, 2010]. Donde se observa una corriente de referencia ( $I_{REF}$ ), que entra al primer transistor que se conecta como un diodo. El voltaje en este transistor activa el segundo transistor. Lo que provoca que las corrientes de ambas terminales fuente ( $I_{S1}$  e  $I_{S2}$ ) son prácticamente iguales, debido a que las compuertas están en paralelo. Con lo anterior se logra que la corriente en la terminal de drenaje ( $I_{D2}$ ) sea igual a la corriente de referencia ( $I_{REF}$ ).

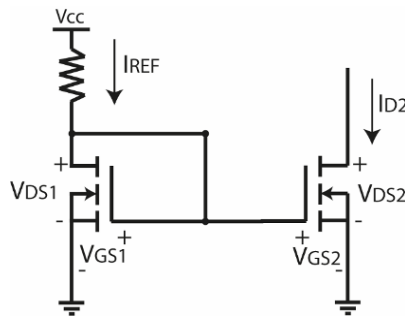


Figura 5 Fuente básica de corriente básica MOSFET de dos transistores.

Por lo que la resistencia, ajustaría la corriente de referencia, y podría proporcionar los pasos adecuados para incrementar la corriente mediante la incorporación de salidas múltiples, dejando una corriente base (con dos o más salidas activas) y el resto controlados para ir incrementando la corriente en pasos constantes, ver figura 6.

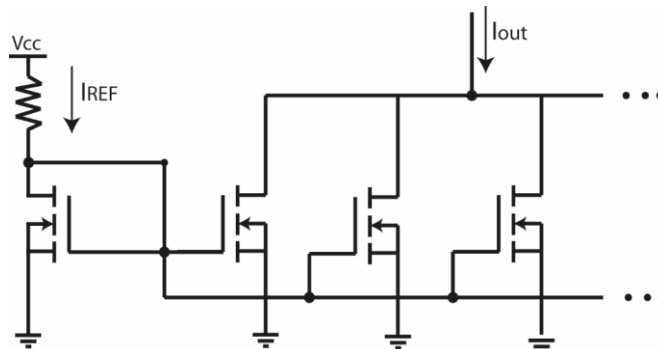


Figura 6 Fuente de corriente de transistores de salidas múltiples.

## El Sistema de Habilitación

Este sistema es diseñado empleando multiplexores analógicos, que pueden construirse a partir de interruptores analógicos CMOS. Idealmente, los interruptores, presentan una resistencia nula cuando están cerrados y una impedancia infinita cuando están abiertos. Al implementarse el multiplexor analógico, se emplean interruptores bilaterales CD4016BE. El diagrama a bloques del sistema a implementar se muestra en la figura 7.

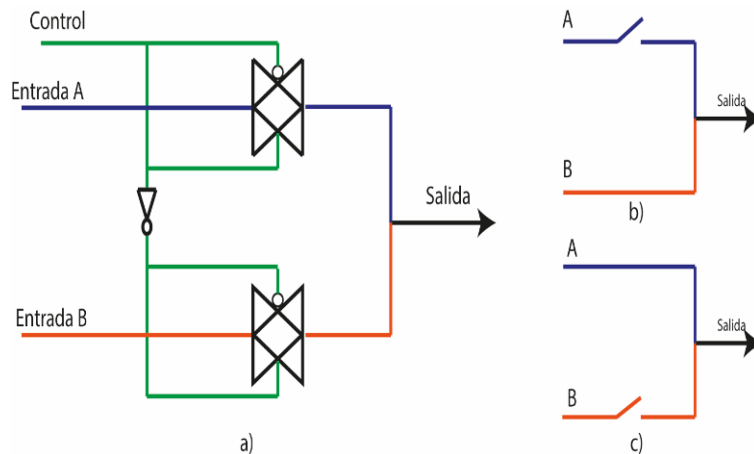


Figura 7 Formación de un Multiplexor Analógico a partir de interruptores bilaterales.

En el bloque SWA y SWB están en posibles salidas lógicas: 0 y 1, la señal de corriente que reciben las compuertas lógicas están presentes en los pines de control A y control B; al presentarse un estado cero lógico en el SWA la señal circundante deja de pasar, dirigiéndose solamente en el bloque SWB con estado uno lógico, al final del recorrido se tiene para éste una salida S igual a B, lo anterior puede ilustrarse por medio del circuito equivalente de la figura 7b.

## Integración del Sistema Completo

Para la integración final del sistema, se decidió implementar de forma manual el control del sistema de habilitación, sin embargo, es claro que puede habilitarse fácilmente desde un microcontrolador o una computadora personal. Para la etapa de la fuente de corriente se emplearon transistores MOSFET 2N7000 y un potenciómetro de 20 vueltas de valor nominal de 100 k $\Omega$ .

Por la complejidad del sistema, se muestra únicamente una célula acotada del sistema, figura 8, que consta de un DAC de corriente de 2 bits.

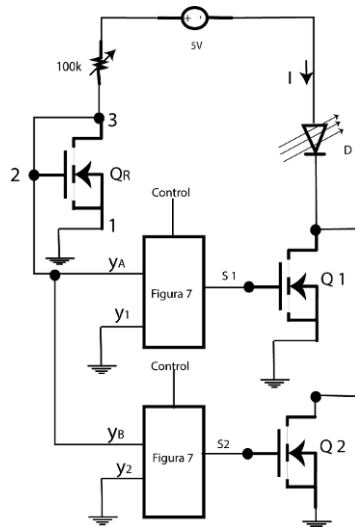


Figura 8 DAC de corriente de 2 bits implementado para controlar “I” en “D1”.

La figura 9 nos muestra el ensamble final para el control de un solo LED. El cual nos permite variar la intensidad de este, a partir de un interruptor miniatura presente en el arreglo, con intensidades bien definidas y bajo muestreos definidos. En este caso se realizó un DAC de corriente de 4 bits.

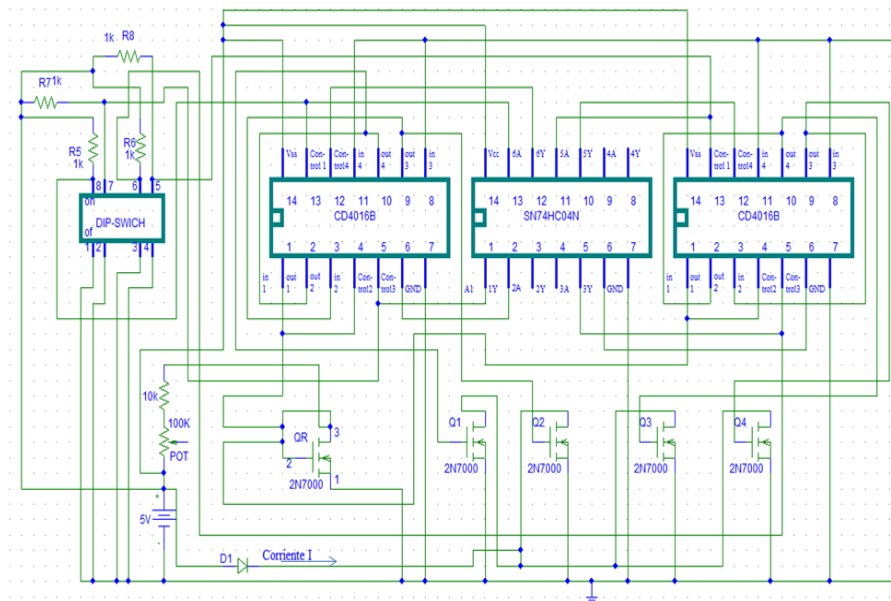


Figura 9 Ensamble final para el control de un solo LED infrarrojo.

Para completar un arreglo de tres, cuatro o más sistemas de iluminación LED, únicamente se tienen que reproducir los ensambles necesarios, mostrados en la figura 9. Cada ensamble comparte el mismo transistor de referencia para gobernar la corriente en el drenaje (salida) de cada uno de los transistores. Y con eso garantizar la misma emisión. Las compuertas lógicas empleadas fueron de tecnología CMOS, que en este caso fueron las SN-74HC04N. La fuente de alimentación estuvo regulada a 5 V.

### **Acondicionamiento de los LED**

Los diodos infrarrojos para el sistema de iluminación que brindó el fabricante, son como el que se observa en la figura 10a. Este diodo por la forma geométrica que tiene el lente (esférico) presentaba problemas, pues el encapsulado epóxido (lente del LED) hace que la luz de éste se dirija aleatoriamente. Este hecho fue un inconveniente, ya que para este trabajo es necesario que la luz del LED esté lo menos dispersa posible (haz de luz puntual). Para resolver este inconveniente, cada LED se sometió a la eliminación del lente; para hacer esto, se sometió cada pieza a un esmerilado abrasivo, para posteriormente pulirlos.

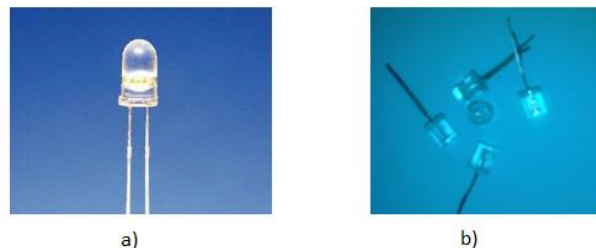


Figura 10 Diodo LED: adquirido con el fabricante y después del proceso de pulido.

El esmerilado abrasivo consistió en devastar el lente del LED a través de una lija de agua del número 1600. El número de la lija se refiere a la porosidad (rugosidad) o a la capacidad para esmerilar. La número 1600 es colocada sobre una superficie plana y sobre de ésta se hace verticalmente el desbaste del LED. La superficie a esmerilar debe quedar horizontalmente de forma plana, sin ningún ángulo de inclinación. El proceso finaliza cuando el esmerilado esta 1.5 mm de la parte interna del LED, ver figura 10b.



El material que se usó en el proceso de pulido fue: Óxido de Silicio de  $0.5 \mu\text{m}$  de granulo, una charola de plástico (25 por 40 cm), un despachador de agua (una botella de refresco con un agujero) y un cuadro de Poliuretano para pulido (10 cm de lado). El proceso de pulido comienza en donde finalizó la etapa de esmerilado. El pulido finaliza cuando la superficie ha adquirido la misma apariencia que tiene el resto del LED.

### 3. Resultados

El arreglo final donde se integró el sistema desarrollado se muestra esquemáticamente en la figura 11. Antes de la realización de este trabajo se obtenían imágenes, como las mostradas en la figura 12.

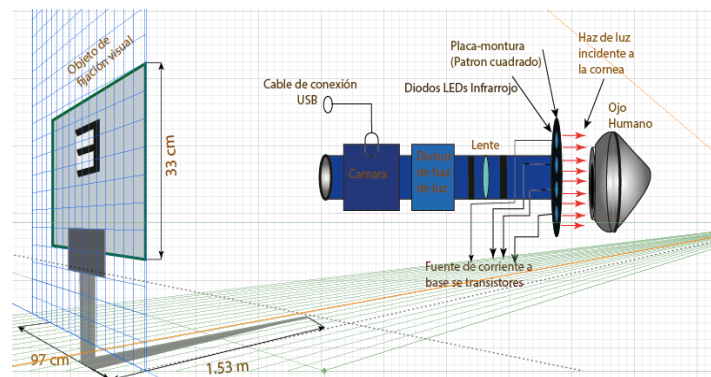


Figura 11 Configuración del Sistema Formador de Reflejos de Purkinje.

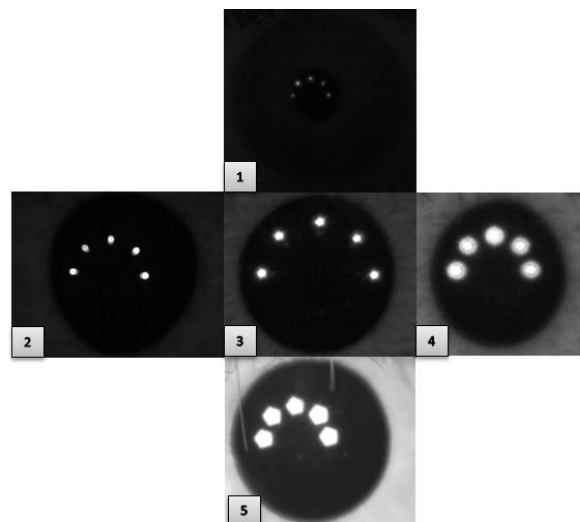


Figura 12 Imágenes típicas obtenidas sin el desarrollo del control de iluminación.

En la figura 13, se muestra las imágenes obtenidas a partir de la implementación de las fuentes de corriente. Debe tenerse presente que se ha cambiado la geometría del patrón de iluminación. Pero los avances cualitativos de este trabajo no pueden evidenciarse cuantitativamente, por ejemplo, el tiempo que tardamos en la toma de datos se reduce a 15 minutos, aun con sujetos que no han usado el instrumento, la comodidad para el individuo de no sufrir un cansancio, etc.

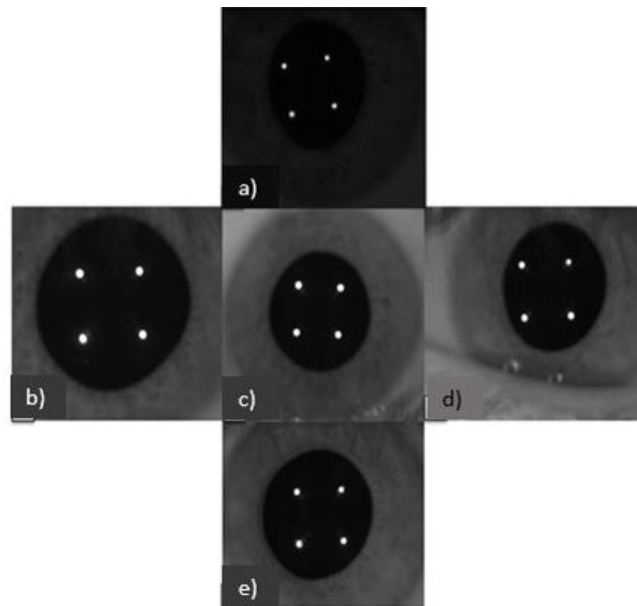


Figura 13 Imágenes para cinco sujetos, implementación arreglo de fuentes de corriente.

La figura 13a: fue captada a 1.92 mA. La figura 13b corresponde al sistema de iluminación alimentado a 2.23 mA. La figura. 13c, generada a 3.5 mA. La figura 13d tomada con una alimentación con 5.5 mA. La figura 13e generada con el sistema de captación de reflejos de Purkinje funcionando con 6.5 mA. Todos los sujetos de prueba son distintos, con edades que oscilan de los 22 años a los 30 años. Se respetan las normas ANSI para la máxima irradiación permitida a un individuo, de hecho, se trabaja con al menos 100 veces por debajo de la norma.

#### **4. Discusión**

La integración en este trabajo del Sistema de Formador de Imágenes de Purkinje ha beneficiado en varios aspectos tanto subjetivos como objetivos. Es

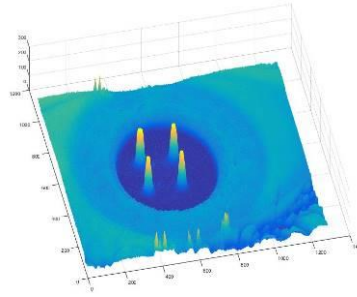
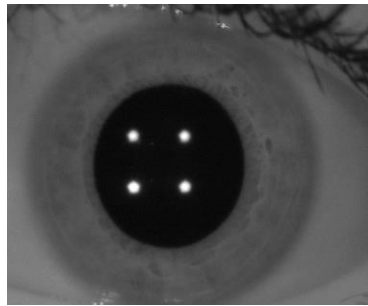
claro que la disminución del tiempo requerido para obtener imágenes bien definidas de las reflexiones intraoculares beneficia tanto al paciente como al usuario del equipo. El control de la emisión de luz a partir de la fuente de corriente, demostró que es posible obtener resultados más homogéneos, con menores reflexiones, aun en condiciones de maquillaje, facilitando el análisis de resultados. La modificación de la forma esférica de los LEDs, permite que los diodos emitan de forma casi puntual. La idea central de la electrónica empleada, fue considerar el umbral de polarización de los diodos LEDs (entre los 5 a los 40 mA). El umbral apropiado se obtuvo con la construcción y diseño de la fuente de corriente. Una muestra de los resultados tanto empíricos como los niveles de detección se presentan en la figura 14, donde se evaluaron sujetos en un rango de 22 a 33 años, hombres y mujeres.

Es recomendable hacer la adquisición de las Imágenes de Purkinje entre las 8:00 y 10:00 horas de la mañana, ya que, si los sujetos de prueba se someten a horas más avanzadas del día, es muy probable que las imágenes de interés no sean adecuadas, porque se estaría experimentando con sujetos con la vista cansada, en consecuencia, adelgazamiento de la lágrima y su actividad neuronal limitaría su capacidad de enfoque visual.

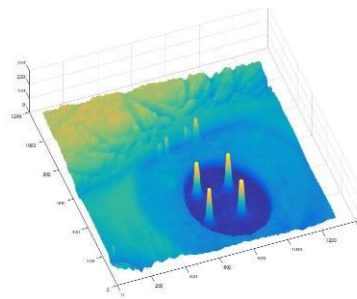
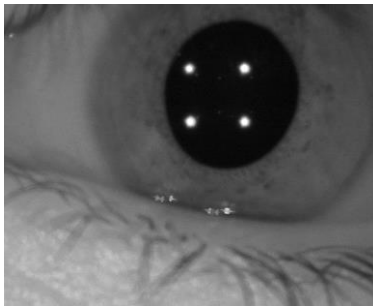
## **5. Conclusiones**

En este trabajo se diseñó e implementó un sistema electrónico que permite controlar la iluminación infrarroja de una matriz de LEDs. Esto a partir de una fuente de corriente en cascada, cuyo sistema de habilitación fue construido con multiplexores analógicos y que tiene la versatilidad de poder ser controlado mediante un sistema automático o de forma manual. Con este sistema se tiene una iluminación adecuada para realizar diversos experimentos en el Sistema Generador de Imágenes de Purkinje. Los resultados se ven reflejados en la no saturación y la homogeneidad de las Imágenes de Purkinje (principalmente la PI y PIV), logrando una confiabilidad y eficiencia en nuestros experimentos (ver figura 14). Los alcances de este sistema pueden aplicarse en el diseño y construcción de los sistemas de iluminación de cámaras de fondo de ojo, donde se está

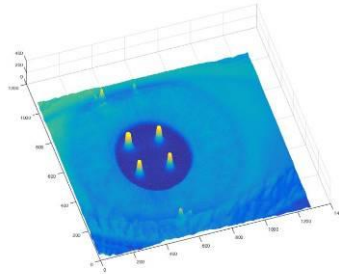
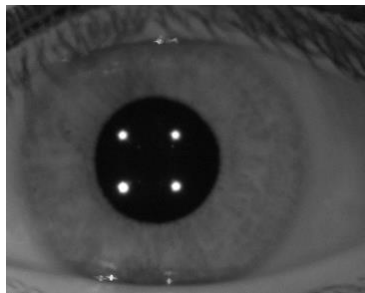
experimentando con diodos de 1 y 3 W, que tienen diferentes rangos en sus curvas características.



a) Sujeto masculino 33 años.



b) Sujeto masculino 23 años.



c) Sujeto femenino 26 años con rímel.

Figura 14 Imágenes de Purkinje (principalmente la PI y PIV).

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] G. A. Escamilla Ruiz. A. Gómez Vieyra. Construcción de un medidor de desalineación de superficies intraoculares basado en imágenes de Purkinje. VII Congreso Internacional de Ingeniería Física, México, pp. 391-392, 28 de noviembre del 2014.

- [2] D. A. Neamen, *Microelectronics Circuit Analysis and Design*, 4<sup>th</sup> edition, Mc Graw-Hill. Singapore. pp. 687-706, 2010.
- [3] I.U. Cosme-Cisneros. G. A. Escamilla-Ruiz. D. Flores-Montoya. G. Hernández-Gómez. A. Gómez-Vieyra. Instrument for recording Purkinje images. Conference Proceedings of the Society for Experimental Mechanics Series: 5th International Symposium on Experimental Mechanics and the 9th Symposium on Optics in Industry. Springer International Publishing AG, Agosto del 2016.
- [4] J. Tabernero. A. Benito. V. Nourrit. P. Artal. Instrument for measuring the misalignments of ocular surfaces. *Optics Express*. Vol 14. N. 22, pp. 10945-10956, 30 de octubre del 2006.
- [5] M. Kaschke, K. H. Donnerhacke, M. S. Rill, *Optical Devices in Ophthalmology and Optometry*. 1<sup>st</sup> edition, WILEY-VCH. Germany, pp. 3-14 y pp. 81-87, 2014.
- [6] M. Marquez. Interpretación y valor clínico de las imágenes de Purkinje-Sanson. *Archivos de la Sociedad Oftalmológica Hispano-Americana* Vol. 26. N. 308, pp. 421-435, agosto 1926.

# **ANÁLISIS COMPARATIVO DE LOS TIEMPOS DE EJECUCIÓN SOBRE SBC PARA DOS SISTEMAS OPERATIVOS DE TIEMPO REAL**

***Diana Lizet González Baldovinos***

Instituto Politécnico Nacional ESIME Culhuacan

*glez\_lizet@hotmail.com*

***Jose Luis Cano Rosas***

Instituto Politécnico Nacional ESIME Culhuacan

*lucskyr@gmail.com*

***Pedro Guevara López***

Instituto Politécnico Nacional ESIME Culhuacan

*pguevara@real-time.com.mx*

## **Resumen**

El análisis del desempeño de los Sistemas Operativos de Tiempo Real (SOTR) permite aplicarlos adecuadamente en diferentes ámbitos y desarrollar posibles aplicaciones de tiempo real de manera efectiva. En este sentido, el presente trabajo considera los tiempos de ejecución como parte del desempeño total del sistema operativo; para ello se plantea la comparativa de respuesta de los tiempos de ejecución generados al realizar una tarea de alta complejidad temporal, implementada en dos extensiones de Tiempo Real basadas en Linux, particularmente PREEMPT\_RT y Xenomai. La tarea consiste en un algoritmo basado en inversión de matrices, mediante el método de Gauss-Jordan con dimensión de  $2^n$ , en el rango desde  $2 \times 2$  hasta  $128 \times 128$ . La finalidad de este trabajo, es mostrar que los tiempos de ejecución, son parte del desempeño total de los Sistemas Operativos de Tiempo Real y que un mismo hardware puede tener diferente desempeño con diferentes extensiones de tiempo real, al manejar prioridad y políticas de planificación. Para los experimentos se utilizó una SBC (Single Board Computer) Raspberry Pi 3.

**Palabras Claves:** Complejidad Temporal, inversión de matrices, SBC, SOTR, tiempos de ejecución.

## **Abstract**

*The analysis of Real-time Operating Systems (RTOS) performance allows to be properly apply them in different environments and development real-time applications. In this sense, this paper consider the response of computing times as part of total performance of the operating system. So, we propose the comparison of execution times response generated by a task of high temporal complexity, implemented in two Real-time extensions based on Linux, PREEMPT\_RT and Xenomai. The task is created by an algorithm based on Gauss-Jordan of matrix inversion method, with dimension of  $2^n$ , in the range of  $2 \times 2$  to  $128 \times 128$ . The goal of this paper is to demonstrate that execution times, are part of the total performance of Real-time operating systems and the same hardware could have different performance with two real-time operating system extensions, modifying priority level and scheduling policies. For the experiments we used an SBC (single board computer) Raspberry Pi 3.*

**Keywords:** Execution times, temporal complexity, matrix inversion, RTOS, SBC.

## **1. Introducción**

Las computadoras embebidas o SBC como Raspberry Pi, pueden emplearse para el desarrollo de sistemas en tiempo real; Sin embargo, generalmente cuentan con un sistema operativo de tiempo compartido, donde su núcleo (kernel) puede adecuarse para dar soporte de tiempo real. Los Sistemas Operativos de Tiempo Real dan preferencia a los procesos del mundo físico sobre el usuario, brindan soporte para el manejo de tareas y sincronización, manejo de memoria, comunicación entre procesos, manejo de dispositivos, así como del reloj de la computadora. Existen algunas extensiones de Tiempo Real basadas en Linux, tales como: PREEMPT\_RT y Xenomai. PREEMPT\_RT es una extensión de tiempo real, que ejecuta al kernel de Linux como un thread (hilo de ejecución) de menos prioridad que las tareas de tiempo real. Con este diseño, las tareas de

tiempo real y los manejadores de interrupciones nunca se ven retrasados por operaciones que no son de tiempo real. Estas tareas y los manejadores, ejecutan cuando se necesitan en detrimento de lo que estuviera ejecutando Linux.

Xenomai es un proyecto de software libre desarrollado en 2001, que implementa un framework de tiempo real en plataformas Linux [Xenomai, 2017]. Por lo anterior, se puede afirmar que Xenomai no es un sistema operativo de tiempo real, en cambio, es una extensión que permite realizar tareas en tiempo real y cuya criticidad dependerá de la integridad del sistema en su totalidad y no únicamente de la extensión, es decir, que podrá trabajar con limitantes. Xenomai utiliza un kernel dual mediante una extensión al kernel nativo de Linux, mismo que se encarga de atender interrupciones y planificar tareas de tiempo real [Xenomai, 2017].

Los trabajos que han servido como punto de referencia para esta investigación, se mencionan a continuación: Del trabajo Doctoral [Valdez, 2015], se toma el estudio sobre los tiempos de ejecución, donde se menciona que  $c_k$  es el tiempo en que se procesa la información en el intervalo  $k$  hasta completarse el procesamiento, sin considerar los bloqueos por lectura o escritura en los canales de comunicación, desalojos del procesador u otro tipo de suspensiones. Se menciona, que el tiempo de respuesta del sistema en tiempo real, depende en gran parte del comportamiento de los tiempos de ejecución  $c_{i,k}$  de cada instancia  $j_{i,k}$  de cada tarea en tiempo real  $J_i$ , el cual varía debido a diversos factores. Éste trabajo también hace referencia a [Stappert, 2000] y [Bernat, 2003], donde los autores exponen que el comportamiento fluctuante de los tiempos de ejecución  $c_{i,k}$ , se debe a los factores computacionales como son: el caching, pipeline, la búsqueda de la ruta de ejecución considerando a la exclusión mutua, número de lazos, predicciones y otras interacciones.

De acuerdo al trabajo de [Brown, 2010], se presentó un sistema de prueba para evaluar el rendimiento de tres núcleos; el kernel base de Linux, el mismo kernel de Linux con parche PREEMPT\_RT y el mismo kernel de Linux pero con el parche de Xenomai aplicado. Se midieron los tiempos para realizar dos tareas; La primera tarea consistió en alternar una salida de E/S de propósito general (GPIO) en un



período fijo. La segunda tarea consistió en responder a un pin GPIO de entrada cambiante haciendo que el valor de un pin de salida GPIO lo siga. Para esta tarea, en lugar de realizar sondeos, utilizaron una interrupción para notificar cuándo cambia la entrada GPIO. Todas estas pruebas fueron realizadas en el sistema embebido BeagleBoard, los autores exponen que el kernel con parche PREEMPT\_RT, es el que tiene un mejor tiempo de respuesta cuando se alterna una salida de GPIO.

En el trabajo de [Parikh, 2013] se analiza un panorama fundamental de los parámetros que determinan el rendimiento de algunos Sistemas Operativos de Tiempo Real. Con esta investigación, se observó que la planificación es el parámetro que más influye en el desempeño de los SOTR. Además, el documento proporciona una descripción intuitiva de tres Sistemas operativos de Fuente abierta, los cuales son: RT-Linux, FreeRTOS y eCos. Los autores afirman que el planificador, es el parámetro más importante que rige el funcionamiento de todo el sistema, incluido el hardware. Los sistemas de tiempo real crítico, requieren interrupciones y latencias extremadamente bajas y para ello se necesita un sistema de prevención con un mecanismo eficiente de manejo de interrupciones. RT-Linux es el SOTR más prometedor de los tres, ya que proporciona amplias funcionalidades sin comprometer lo esencial de un SOTR.

## **2. Métodos**

La parte principal en el desarrollo de este trabajo, es experimentar el efecto de los tiempos de ejecución en una SBC Raspberry Pi 3, con dos extensiones de tiempo real basadas en Linux. Para ello, se ha desarrollado e implementado un algoritmo programado en ANSI C denominado *matrices.h*, descrito como una biblioteca de funciones para la inversión de matrices basada en los fundamentos teórico-prácticos que caracterizan a la matriz y su inversión, empleando principalmente el método de Gauss-Jordan.

El algoritmo está elaborado con el propósito de generar carga computacional y se emplea para hacer la medición de los tiempos de ejecución. Dicho algoritmo, fue implementado en los dos sistemas operativos de tiempo real, en cada instancia se

realiza la inversión de la matriz con dimensión de  $2^n$ , abarcando desde  $2 \times 2$  hasta  $128 \times 128$ . La medición de los tiempos de ejecución se realiza dentro del algoritmo, para efectuar las mediciones, existe una serie de funciones dentro de la biblioteca `time h`.

La función `clock()`, es una herramienta de los sistemas POSIX, también se encuentra la función `time()`, `ClockTime()` y `clock_gettime()`, siendo esta última la que se usa en esta investigación. La diferencia de esta última con la función `clock()`, es que la anterior trabaja con múltiplos enteros de “ticks” de reloj y registra valores en el orden de los microsegundos, en cambio con la función `clock_gettime()`, la resolución puede ser ajustada permitiendo obtener valores más precisos de los tiempos de ejecución, medidos en el orden de los nanosegundos [Cano, 2015]. En la figura 1 se muestra el fragmento de código donde se realiza la medición del tiempo de ejecución.

```
for (k=0; k<ITERACIONES; k++){
clock_gettime(CLOCK_REALTIME, &inicio);
matriz_inversa=inversa(matriz, M);
clock_gettime(CLOCK_REALTIME, &fin);
milisegundos_i=(inicio.tv_sec*1000.0)+((double)inicio.tv_nsec/1000000.
0);
milisegundos_f= (fin.tv_sec*1000.0) + ((double)fin.tv_nsec/1000000.0);
ejecucion= milisegundos_f-milisegundos_i;
printf ("c(%d)= %f milisegundos\n", k, ejecucion);
sprintf(buffer, "\n%f\n", ejecucion);
write(des, buffer, sizeof(buffer));
}
```

Figura 1 Medición de los tiempos de ejecución para la inversión de una matriz.

Los tiempos de ejecución medidos se guardan en un archivo `.txt` para posteriormente ser graficados fuera de línea en el software Octave. En el análisis se consideran los primeros dos momentos de probabilidad, el primer momento de probabilidad es la media o valor esperado de una variable aleatoria y es denotada por  $\mu$ . La función con la cual se obtiene, se expresa en la ecuación 1.

$$E\{x_i\} = \sum_{i=1}^n \frac{x_i}{n} = \mu \quad (1)$$

El segundo momento de probabilidad o varianza de una variable aleatoria, es una medida de la dispersión de sus valores alrededor de la media  $\mu$  y se denota por  $\sigma^2$  [Bernat, 2003]. La función con la cual se obtiene, se define mediante ecuación 2.

$$E\{x_i\}^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \mu)^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^2 - \left[ \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \right]^2 = \sigma^2 \quad (2)$$

Las métricas que se emplean para realizar la comparativa de los tiempos de ejecución en cada SOTR, consisten en el manejo de prioridades y manejo de política de planificación. Se hace uso del manejo de prioridad por amabilidad, empleando el comando nice, la cual consiste en establecer la preferencia de ejecución de un proceso, la escala de prioridad está estandarizada con los valores de -20 a 19 donde el negativo representa la más alta prioridad y el positivo indica baja prioridad. Para establecer la máxima preferencia de ejecución al proceso, se ingresa la siguiente línea de comando desde la terminal: `sudo nice -n -20 ./programa`. Al utilizar el comando nice se observa que los tiempos de ejecución disminuyen un poco, sin embargo pueden disminuir aún más. Por lo tanto se hace uso de la función `setpriority()` que se encuentra dentro de la librería `sys/resource.h`, la función `setpriority()` requiere tres argumentos `int setpriority(int which, id_t who, int value)` los procesos de destino se especifican mediante los valores de los argumentos `which` y `who`. El primer argumento puede ser uno de los siguientes valores: `PRIO_PROCESS`, `PRIO_PGRP` o `PRIO_USER`, el segundo argumento `who` debe interpretarse como un ID de proceso, un ID de grupo de proceso o un ID de usuario efectivo, respectivamente, finalmente el tercer argumento indica el valor de prioridad [Linux, 2017], en la figura 2 se muestra el uso de la función.

```
#include <sys/resource.h>
...
int which = PRIO_PROCESS;
id_t pid;
int priority = -20;
int ret;

who = getpid();
ret = setpriority(which, who, priority);
```

Figura 2 Uso de la Función `setpriority()`.

Por otro lado se emplea también la llamada al sistema `sched_setscheduler()` la cual se encuentra en la librería `sched.h`, ésta llamada establece tanto la política de planificación como los parámetros para el hilo cuyo ID se especifica en el `pid`, en la figura 3 se muestra el uso de la función.

```
#include <sched.h>

int sched_setscheduler(pid_t pid, int
policy, const struct sched_param *param);
```

Figura 3 Uso de la Función `sched_setscheduler()`.

En este trabajo se utilizaron dos políticas de planificación de tiempo real, éstas políticas son `SCHED_FIFO` una política de primero en entrar, primero en salir; y `SCHED_RR` una política round-robin, los valores de prioridad que manejan respectivamente van desde 1 a 99 donde 99 es la más alta prioridad [SCHED, 2017].

### 3. Resultados

En el siguiente apartado, se presenta un compendio de figuras donde se muestran los resultados experimentales de la medición de los tiempos de ejecución, al realizar inversión de matrices con manejo de prioridades en `PREEMPT RT` y `Xenomai`. Se expone la diferencia de tiempo de ejecución de la misma tarea, para 1000 instancias efectuadas en la misma SBC.

#### PREEMPT RT

Figuras 4 y 5 muestran el resultado de los tiempos de ejecución con prioridad *nice* para la inversión de matrices de diferentes dimensiones, en este caso se introdujo desde la terminal la línea de comando: `sudo nice -n -20 ./ejecución`. Puesto que el propósito de este trabajo es mostrar una comparativa de los tiempos de ejecución cuando se ejerce alta carga temporal, se han elegido las gráficas que muestran los tiempos al invertir matrices de dimensiones 64x64 y 128x128, con el

respectivo manejo de prioridades. En la figura 6 se observan los tiempos de ejecución al invertir matrices de  $64 \times 64$ , el valor de prioridad asignado para `setpriority()` y `nice` es `-20`, y el valor para `sched_setscheduler()` de acuerdo a la política de planificación FIFO y Round Robin se estableció en `95`.

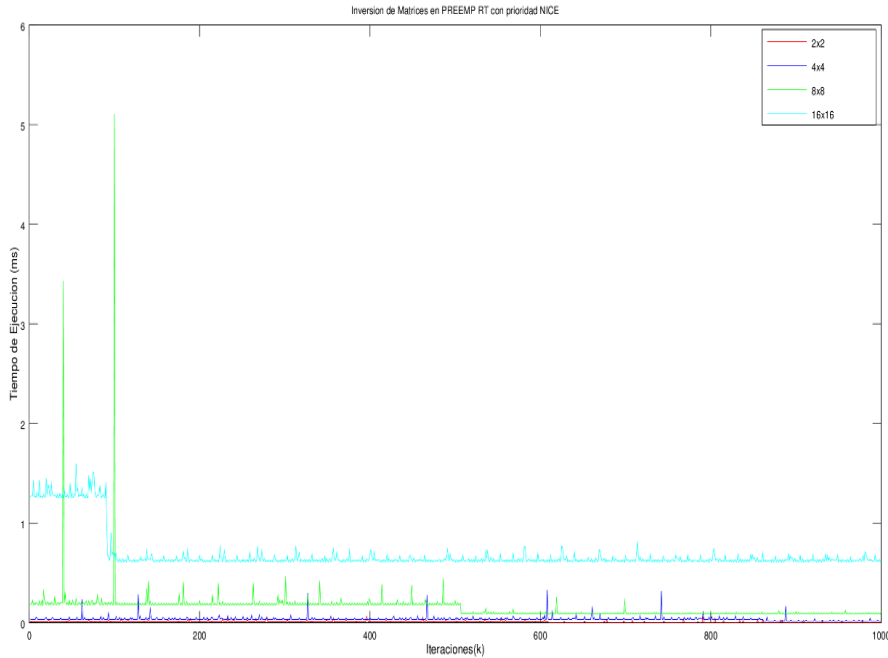


Figura 4 Inversión de matrices desde  $2 \times 2$  hasta  $16 \times 16$ , PREEMP\_RT prioridad *nice*.

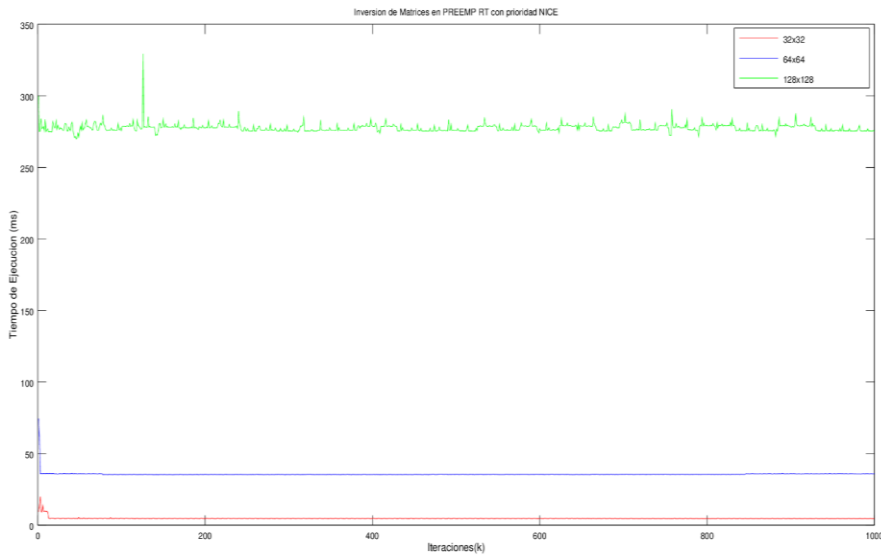


Figura 5 Inversión de matrices desde  $32 \times 32$  hasta  $128 \times 128$ , PREEMP RT prioridad *nice*.

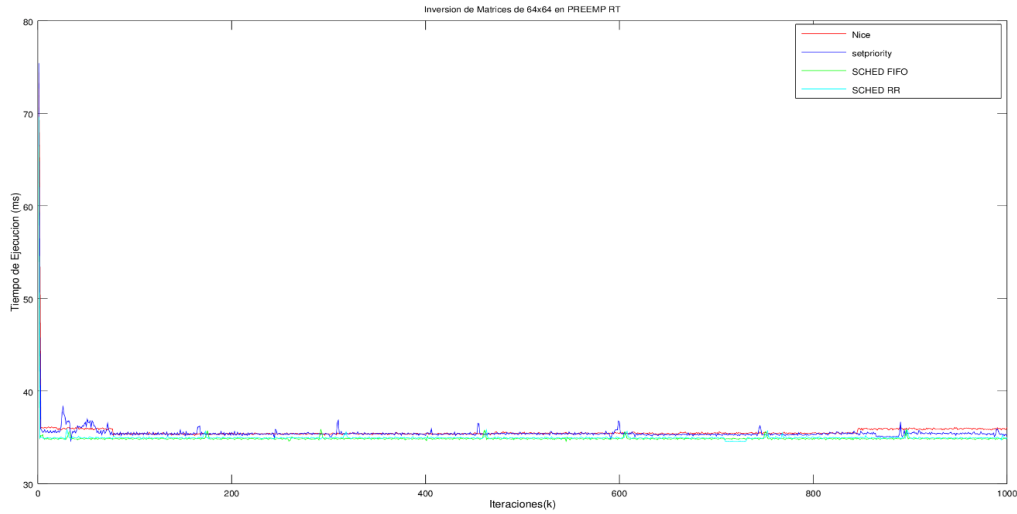


Figura 6 Tiempos de ejecución inversión de matrices de 64x64, manejo de prioridades.

En la figura 7 se muestran los tiempos de ejecución al invertir matrices de 128x128, con los valores de prioridad mencionados anteriormente.

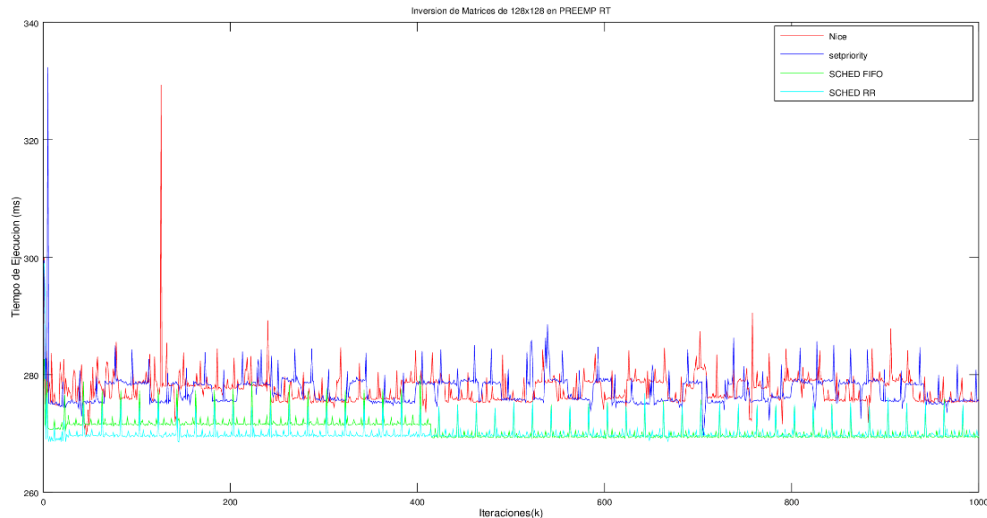


Figura 7 Tiempos de ejecución inversión de matrices de 128x128, manejo de prioridades.

Con esta extensión de tiempo real, se observó que el manejo de prioridad por planificación Round Robin presenta tiempos de ejecución menores a diferencia de los demás. En la figura 8 se presentan la media y varianza de los tiempos de ejecución de la inversión de matrices de 128x128 con prioridad por planificador Round Robin.

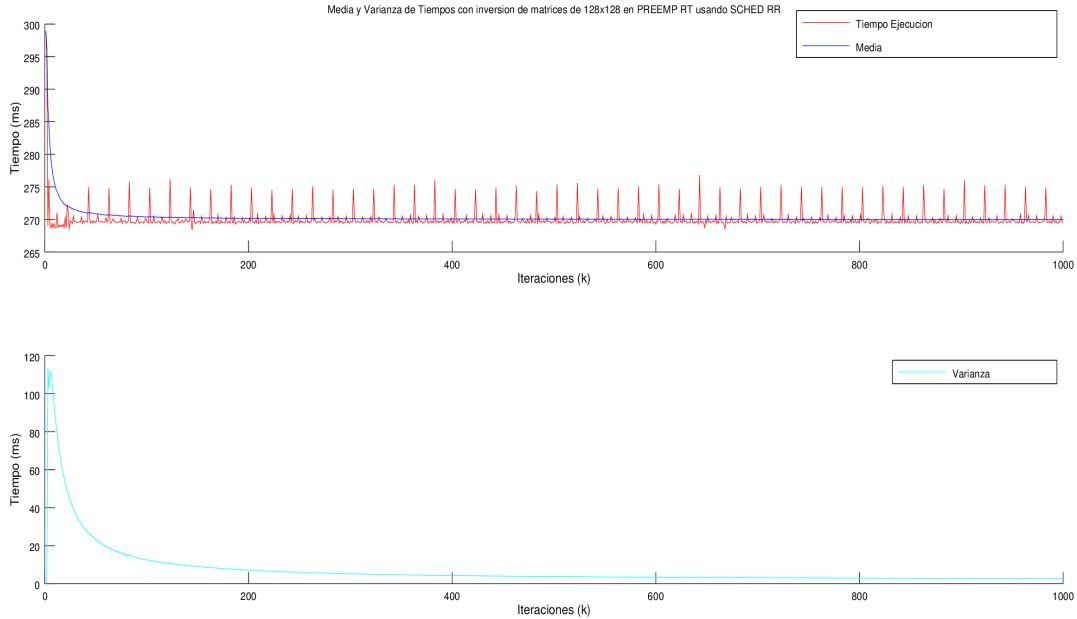


Figura 8 Media y Varianza de Tiempos e ejecución de inversión de matrices de 128x128, con prioridad Round Robin.

Xenomai Los tiempos de ejecución obtenidos, son considerablemente mayores a los que se obtuvieron en PREEMPT\_RT, a continuación se presentan las gráficas resultantes al invertir matrices de dimensión 64x64 y 128x128. En figuras 9 y 10 se muestran los tiempos de ejecución, con los valores de prioridad nombrados inicialmente.

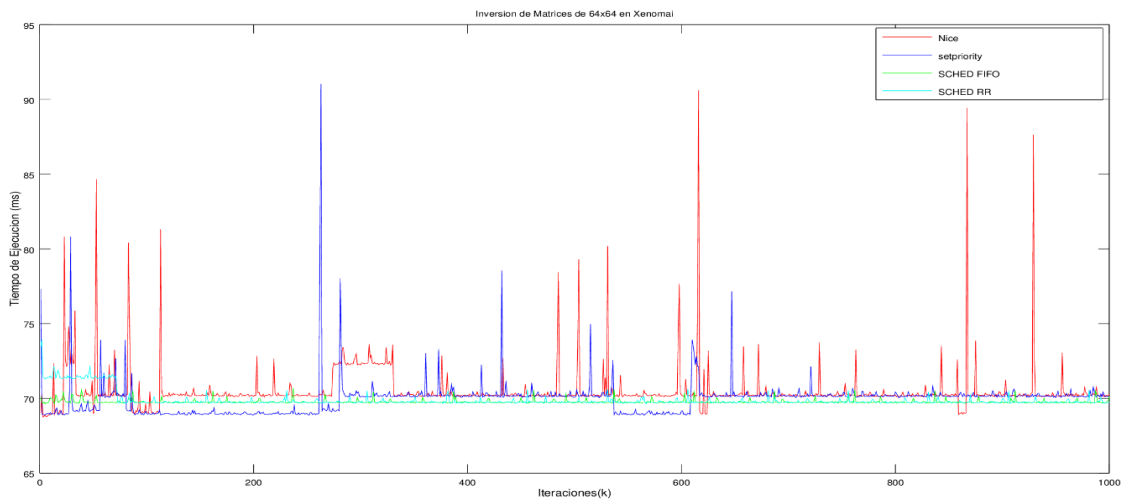


Figura 9 Tiempos de ejecución inversión de matrices de 64x64, manejo de prioridades.

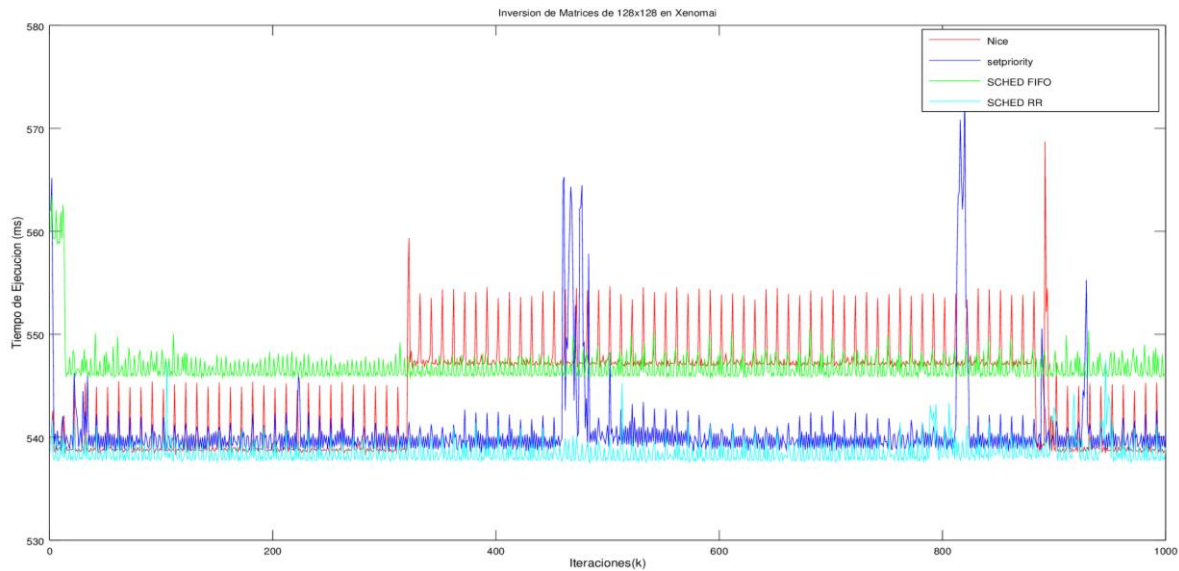


Figura 10 Tiempos de ejecución inversión de matrices de 128x128, manejo de prioridades.

De igual forma que en PREEMPT\_RT el manejo de prioridad por planificación Round Robin presenta tiempos de ejecución menores a diferencia de los demás. En la figura 11 se presentan la media y varianza de los tiempos de ejecución de la inversión de matrices de 128x128 con prioridad por planificador Round Robin.

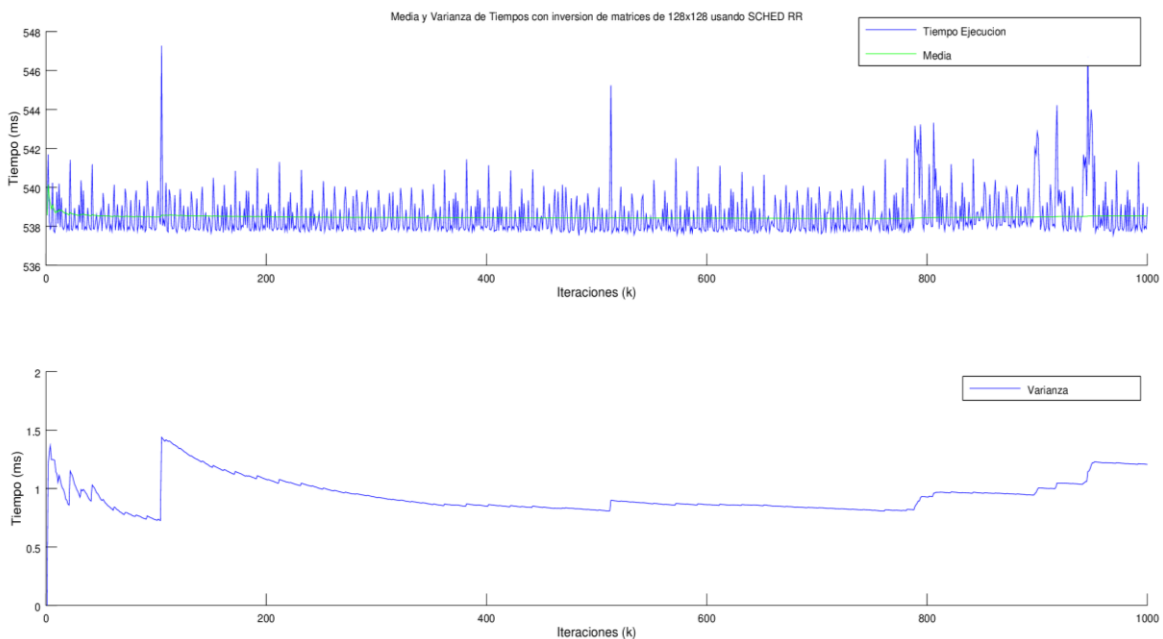


Figura 11 Media y Varianza de Tiempos de ejecución de inversión de matrices de 128x128, con prioridad por planificador Round Robin.



## 4. Discusión

El comportamiento de los tiempos de ejecución, de acuerdo al algoritmo de inversión de matrices con alta complejidad computacional temporal, realizado en los sistemas operativos de tiempo real basados en el kernel de Linux, tiene una diferencia sustancial en cuanto a tiempo de procesamiento, como se ilustra en la figura 12. Es posible comprobar que en PREEMPT\_RT los tiempos de ejecución son menores, debido a que esta extensión trata al kernel de Linux como una tarea de menor prioridad y en contraste Xenomai trabaja con kernel dual. Por lo tanto, hace que los recursos se dividan para ambos y el tiempo de procesamiento sea mayor. También se observa que los tiempos de ejecución en PREEMPT\_RT no son tan variables, esto otorga mayor estabilidad y fiabilidad al sistema cuando se aplica alta carga computacional temporal, a diferencia de Xenomai que muestra gran variabilidad en los tiempos.

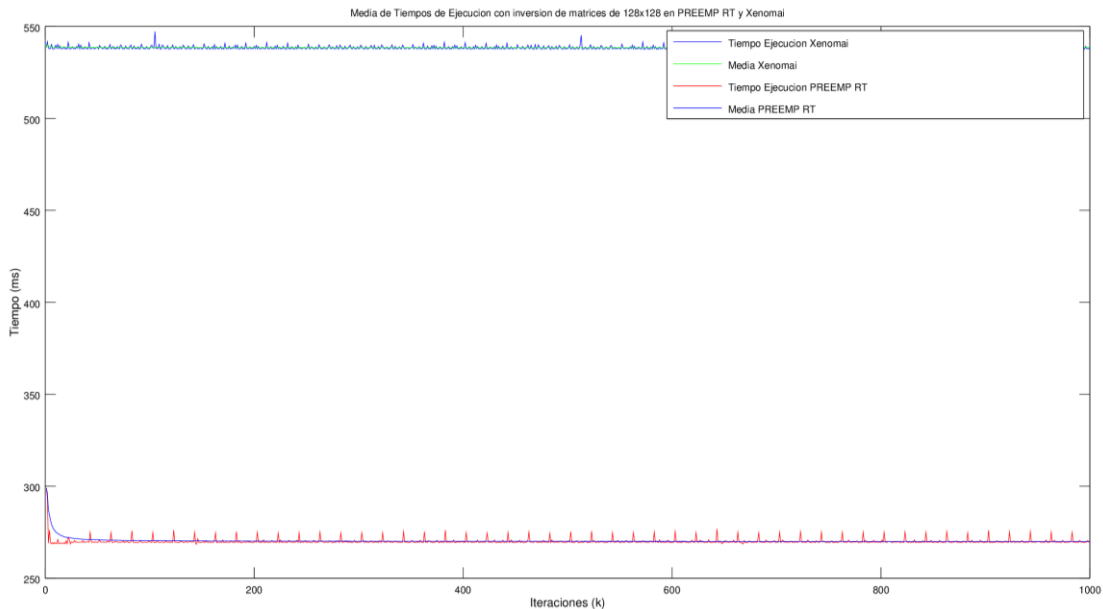


Figura 12 Media y Varianza de Tiempos de ejecución inversión de matrices de 128x128, en PREEMPT\_RT y Xenomai con prioridad por planificador Round Robin.

## 5. Conclusiones

Las computadoras basadas en placa reducida (SBC) como Raspberry Pi, son una excelente alternativa para el desarrollo de sistemas de tiempo real embebidos;

algunas razones son su pequeño tamaño, bajo consumo energético y sobretodo el soporte para software libre; todo esto hace que el resultado final sea modular y de muy bajo costo. En este proyecto, se instaló en la SBC Raspberry Pi 3 el sistema operativo Raspbian, que es un derivado del sistema operativo GNU/Linux Debian con características de tiempo compartido. Para dar soporte de tiempo real se utilizaron PREEMPT\_RT y XENOMAI, ambas extensiones se basan en arquitecturas y funcionamiento diferente; para analizar su comportamiento sobre los tiempos de ejecución se llevó a cabo este estudio experimental donde se manipularon prioridades, se midieron tiempos de ejecución y se realizó un análisis cuantitativo basado en los primeros momentos de probabilidad de las mediciones, utilizando como banco de pruebas un algoritmo de complejidad NP, como la inversión de matrices por el método de Gauss-Jordan. Los resultados obtenidos reflejaron que en PREEMPT\_RT los tiempos de ejecución fueron menores debido a que esta extensión trata al kernel de Linux estándar como una tarea de menor prioridad, en contraste con Xenomai cuya ejecución fue de mayor demanda temporal. Pudo observarse que en PREEMPT\_RT los tiempos tuvieron mayor estabilidad, es decir, su varianza no fue demasiado alta, lo cual determina mayor confiabilidad en ésta extensión, cuando se genera alta carga temporal.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Bernat G, Colin A, Petters SM, PWCET: A tool for probabilistic Worst-Case Execution Time Analysis of Real-Time Systems. Technical Report YCS-2003-353. Department of Computer Science, University of York, Reino Unido, York, pp. 1-18, 2003.
- [2] Brown, J. H., & Martin, B., How fast is fast enough Choosing between Xenomai and Linux for real-time applications. In proc. Of the 12th Real-Time Linux, 2010.
- [3] Cano Rosas J. L., Efecto Del Overclocking Sobre Los Tiempos De Ejecución Generados Por Inversión De Matrices En Una Computadora Embebida. Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, ESIME Culhuacan IPN, 2015.

- [4] Linux, Linux Setpriority Man Page, 2017: <https://linux.die.net/man/3/setpriority>, May 2017.
- [5] Parikh, H., Shah, R., Shah, U., & Deshmukh, S., Performance parameters of RTOSs; comparison of open source RTOSs and benchmarking techniques. In *Advances in Technology and Engineering (ICATE)*, 2013 International Conference on IEEE, pp. 1-6, 2013.
- [6] Stappert F and Altenbernd P., Complete Worst-Case Execution Time Analysis of Straight-line Hard Real-Time Programs. *Journal of Systems Architecture* V. 46, I. 4, pp. 339–355, 2000.
- [7] SCHED SETSCHEDULER, Linux Programmer's Manual: [http://man7.org/linux/manpages/man2/sched\\_setscheduler.2.html](http://man7.org/linux/manpages/man2/sched_setscheduler.2.html), May 2017.
- [8] Valdez, J. S. (2015). *Medición, Caracterización y Reconstrucción de los Tiempos de Ejecución y Tiempos de Transporte para Sistemas de Telecontrol en Tiempo Real*. Tesis Doctoral. Sección de Estudios de Posgrado e Investigación. ESIME Culhuacan. IPN.
- [9] Xenomai, About Xenomai, Xenomai.org, 2017: <https://xenomai.org/about-xenomai/>, May 2017.
- [10] Xenomai, Start Here, Xenomai.org, 2017: [https://xenomai.org//start-here/#How\\_does\\_Xenomai\\_deliver\\_real-time](https://xenomai.org//start-here/#How_does_Xenomai_deliver_real-time), May 2017.

# GUÍAS DE DISEÑO WEB PARA FACILITAR EL ACCESO A LA INFORMACIÓN DESDE TELÉFONOS INTELIGENTES

***Beatriz A. González Beltrán***

Universidad Autónoma Metropolitana

*bgonzalez@correo.azc.uam.mx*

***Araceli Granados García***

Universidad Nacional Autónoma de México

*aragranadosg@comunidad.unam.mx*

## Resumen

Actualmente, los usuarios tienen mayor acceso a contenidos web desde sus teléfonos inteligentes y tabletas que desde sus computadoras de escritorio. Este hecho les permite estar comunicados y disponibles en cualquier momento y en cualquier lugar. Sin embargo, cuando el usuario navega en la web móvil, se enfrenta a problemas de visualización debido a que muchos de los contenidos web no están adaptados para consultarse en este tipo de dispositivos y aquellos contenidos que si lo están, inciden en problemas de usabilidad.

Tomando como base esta problemática, en el presente trabajo se plantea la necesidad de generar guías de diseño web que orienten la adaptación de contenidos usables para los usuarios de teléfonos inteligentes. Se propone la integración de la metodología del diseño centrado en el usuario así como el uso de las mejores prácticas de diseño web móvil propuestas por la W3C.

**Palabras Claves:** Diseño centrado en el usuario, diseño web móvil, guías de diseño web.

## Abstract

*Users have greater access to web content from smartphones and tablets, than from desktop computers. This allows them to be communicated and available at any time and at any moment. However, when the user browses the mobile web, he*

*experiences visualization problems because many of the web contents are not adapted to be accessed on this type of devices and even those mobile-adapted have usability problems.*

*To address this issue, this work aims to generate web design guidelines that support the adaptation of mobile web contents for the mobile phone user. We propose the integration of the user-centered design methodology as well as the use of the mobile web best practices proposed by the W3C.*

**Keywords:** *Mobile web design, user-centered design, web design guidelines.*

## **1. Introducción**

Actualmente las personas hacen mayor uso de los teléfonos inteligentes que de las computadoras de escritorio, por lo que el acceso a contenidos web desde estos dispositivos también se ha incrementado. La ventaja que el usuario encuentra al tener acceso a contenidos web desde teléfonos inteligentes es que la web móvil está disponible en cualquier momento y en cualquier situación que lo requiera. Sin embargo, el usuario aún se enfrenta a problemas de usabilidad debido a que muchos de los contenidos web no están adaptados para visualizarse en dispositivos móviles y aquellos que si lo están, inciden en problemas de navegación, de presentación, de sobrecarga de información y de legibilidad [Lynch, 2016].

Los desarrolladores de contenidos web pueden utilizar un documento llamado guías de diseño que les sirve de soporte en la construcción de sitios web usables. Apple posee una guía de diseño para el navegador Safari [Apple, 2016] cuyo objetivo es optimizar el diseño de sitios web para mejorar la experiencia de uso desde dispositivos móviles. En [Cremin et al., 2007] consideran varias etapas para la creación de sitios web móviles, desde la creación de una estrategia web móvil considerando sus ventajas y desventajas, hasta el uso de estándares para la web móvil. En [Häkkinen, 2006] se proponen guías de diseño en el desarrollo de aplicaciones móviles sensibles al contexto. En este trabajo abordan los problemas de usabilidad y su impacto en los diferentes aspectos del desarrollo de este tipo de aplicaciones. Por su parte, en [Baharuddin et al., 2013] proponen un modelo para

evaluar la usabilidad de las aplicaciones móviles en el cual consideran cuatro factores contextuales: el usuario, el ambiente, la tecnología y la actividad o tarea. En [Park et al., 2011] desarrollan unas guías de diseño para teléfonos móviles donde consideran tres factores: principios generales de usabilidad, los componentes de interfaz de usuario de los teléfonos móviles y los atributos de un elemento de la interfaz. En [Shitkova et al., 2015] proponen unas guías de usabilidad para el desarrollo de aplicaciones o sitios web móviles. Este trabajo divide las guías en cinco tópicos: disposición (*layout*), navegación, diseño, contenido y desempeño. En [Nayebi et al., 2012] se realiza una revisión de los métodos de evaluación de la usabilidad en interfaces de usuario móviles. El estudio reveló que aún no existen medidas estandarizadas ni métodos de evaluación de usabilidad estandarizados.

En esta investigación se propone que la metodología del diseño centrado en el usuario (DCU) se integre a las guías de diseño web móvil. La metodología DCU ha sido aplicada exitosamente en el diseño de nuevos productos, incluyendo el diseño de páginas web [Williams, 2009].

## **2. Métodos**

En esta sección se describe el procedimiento que se llevó a cabo para construir las guías diseño web móvil. Los pasos que se llevaron a cabo fueron:

- Caracterización del contexto móvil (usuarios, dispositivos móviles y la web móvil).
- Análisis del diseño web móvil.
- Caracterización de la metodología del diseño centrado en el usuario.
- Generación de guías de diseño web móvil.
- Prueba de factibilidad de las guías de diseño propuestas.

### **Caracterización del Contexto Móvil**

En primer lugar, se caracterizó el contexto móvil. En [Abowd et al., 1999] se define al contexto como “cualquier tipo de información que puede ser utilizada para caracterizar la situación de una entidad. Una entidad es una persona, lugar, u

objeto que es considerado importante en la interacción entre un usuario y una aplicación, incluyendo al usuario y a la aplicación”. A partir de esta definición de contexto, se definió al entorno móvil como el ambiente cambiante que se crea en torno al usuario de dispositivos móviles cuando accede a la web móvil en cualquier momento y en cualquier lugar. Los elementos que conformaron nuestro contexto móvil son los **usuarios móviles**, los **dispositivos móviles** y la **web móvil**.

### **Caracterización de los Usuarios Móviles**

Consideramos a los usuarios móviles a las personas que hacen uso de dispositivos de mano tales como teléfonos celulares o teléfonos inteligentes, para estar comunicados en cualquier momento y en cualquier lugar. Los usuarios móviles utilizan sus dispositivos en diferentes lugares, cuando están caminando, cuando están viajando de un lugar a otro, etc., lo que ocasiona que tengan necesidades de información específicas y requieran de recursos específicos como conexiones inalámbricas para una comunicación móvil efectiva.

En [Love, 2005] se consideran cinco características esenciales de los usuarios móviles: la capacidad espacial, la personalidad, la memoria, la capacidad verbal y las experiencias previas:

- La **capacidad espacial** se refiere a la habilidad del usuario para lidiar con el espacio físico en el que se encuentra, así como para visualizar mentalmente las tareas a realizar. Esta característica la aplica el usuario móvil al hacer uso de su dispositivo en un espacio físico lleno de distracciones como objetos u otras personas que se cruzan en su camino.
- La **personalidad** define los patrones de conducta y los modos de pensamiento que determinan la adaptación de un individuo a su entorno. En el usuario móvil, la personalidad tiene un efecto en la percepción que tiene del sistema con el que está interactuando y le atribuye rasgos de personalidad con los que él mismo se identifica.
- La **memoria** se divide en memoria a largo plazo y memoria a corto plazo. El usuario móvil utiliza más la memoria a corto plazo, por lo que es importante reducir la complejidad de la información que se le presenta.

- La **capacidad verbal** se refiere a la habilidad para comprender palabras habladas o escritas. Esta habilidad se relaciona con el mejor desempeño del usuario móvil en sus tareas a realizar.
- La **experiencia previa** se refiere a la habilidad del usuario en el manejo de su dispositivo, por el uso cotidiano que le da.

Debido a que el entorno móvil es muy diferente al entorno que se da con el uso de las computadoras de escritorio, es importante investigar el efecto del entorno en la experiencia del usuario móvil. Cuando se hace uso de computadoras de escritorio se puede tener un cierto control de los aspectos del entorno como la ubicación de la computadora, la luz ambiental, el aislamiento del ruido, entre otros; sin embargo, en el entorno al que se enfrenta el usuario de un dispositivo móvil existen muchas distracciones que están fuera de su control, por ejemplo, el propio movimiento del usuario si es que va caminando o en algún transporte, la luz en exteriores, el ruido del lugar en que hace uso del dispositivo, etcétera. Esto determina la facilidad o complejidad que se tiene al usar estos dispositivos móviles para hablar por teléfono, para conectarse a la web, para tomar y ver fotografías, para escribir, para leer, etcétera.

En la tabla 1 se presentan algunas diferencias entre usuarios de computadoras de escritorio y usuarios de dispositivos móviles.

Las características y necesidades específicas de los usuarios móviles deben conocerse muy bien para poder diseñar contenidos web que sean usables y así mejorar su experiencia en la web móvil; por ejemplo, si se sabe que los usuarios móviles hacen mayor uso de la memoria a corto plazo, se deberán diseñar contenidos concretos, sólo con la información necesaria y con una navegación más simple.

En la presente investigación, se consideraron sólo algunas de las características del usuario móvil mostradas en la tabla 1, tales como: que usan un dispositivo móvil, que usan conexiones inalámbricas a Internet, que hacen un mayor uso de la memoria a corto plazo, que manejan contenidos web breves y que realizan muchas consultas de poco tiempo en su dispositivo móvil.



Tabla 1 Diferencias entre usuario fijo y usuario móvil.

Usuario fijo	Usuario móvil
Utiliza una computadora de escritorio	Utiliza un dispositivo móvil
Tiene una ubicación fija	Va de un lugar a otro
Utiliza Internet alámbrico	Utiliza Internet inalámbrico
Utiliza una computadora de escritorio	Utiliza un dispositivo móvil
Tiene una ubicación fija	Va de un lugar a otro
Utiliza Internet alámbrico	Utiliza Internet inalámbrico
Las condiciones físicas están controladas	Existen muchos distractores en el ambiente físico tales como el ruido, la luz, el movimiento, otras personas, etc.
Mayor uso de la memoria a largo plazo	Mayor uso de la memoria a corto plazo
Maneja contenidos web extensos	Maneja contenidos web breves
Realiza pocas consultas de largos periodos de tiempo	Realiza muchas consultas de poco tiempo

### Caracterización de los Dispositivos Móviles

Los dispositivos móviles también conocidos como dispositivos de mano, computadoras de mano, *palmtop* o *handheld* son dispositivos de bolsillo que tienen una pantalla pequeña y un teclado miniatura o un sistema táctil para ingresar datos; ejemplo de ellos son los teléfonos inteligentes, los relojes inteligentes y las tabletas.

Tabla 2 Características de los teléfonos inteligentes.

Característica
Sistema operativo
Tamaño de pantalla
Resolución de pantalla
Profundidad de color
Procesador
Memoria interna
Almacenamiento
Batería
Tipo de pantalla
Orientación de pantalla
Modalidades de interacción (ingreso de datos y navegación)
Navegadores

Los primeros móviles se caracterizaron por el diseño y optimización de dispositivos móviles para la comunicación por voz; después se centraron además en la transmisión de datos a través de la conexión inalámbrica a Internet; posteriormente, se combinaron la comunicación por voz, datos y servicios

multimedia. Sin embargo, aunque los dispositivos móviles son cada vez más ubicuos, pequeños y un poco más inteligentes [Edmondson et al., 2014], podemos considerar que la generación de estos dispositivos se encuentra presente y está caracterizada por la combinación de los accesorios móviles tales como los sensores y otros dispositivos como los lentes de realidad virtual.

Esta investigación se centró en los teléfonos inteligentes. La tabla 2 nos muestra las características que se consideran en la evaluación de los teléfonos móviles. Cabe señalar que, aunque todas las particularidades enlistadas en esta tabla dependen de sus propiedades físicas, para el diseño de interfaces las características de diseño que nos interesó resaltar fueron: el tipo de conexión inalámbrica, la resolución de pantalla, la profundidad de color, el tipo de pantalla y los navegadores. Cada una de estas características servirá para definir las medidas de diseño a implementar.

### **Caracterización de la Web Móvil**

El término web móvil se refiere a la conexión a Internet de manera inalámbrica, a través de un dispositivo móvil, lo que facilita el acceso a contenidos web actualizados en cualquier momento [O'Reilly, 2005]. Sin embargo, la web móvil también es la interacción entre aplicaciones web y dispositivos móviles. Esta definición coincide con los principios de la web móvil, ver tabla 3.

Tabla 3 Principios de la web móvil.

<b>Principios</b>
La web como plataforma
El aprovechamiento de la inteligencia colectiva
Los datos en bases de datos especializadas
El final del ciclo de la liberación del software
Los modelos de programación ligera
El software no está limitado a un solo dispositivo
Experiencias de usuario enriquecedoras

La W3C tiene una recomendación sobre las mejores prácticas para el desarrollo de la web móvil cuyo objetivo es ayudar a los desarrolladores a diseñar y publicar contenido web que funcione adecuadamente en dispositivos móviles [WWW,

2008]. Estas pautas de desarrollo se pueden resumir en diez puntos clave que se muestran en la tabla 4.

Tabla 4 Mejores prácticas de la web móvil.

<b>Puntos clave</b>
Diseñar para una web única
Confiar en los estándares web
Evitar los riesgos conocidos
Ser prudente con las limitaciones de los dispositivos móviles
Simplificar la navegación
Comprobar los gráficos y los colores
Diseñar sitios web concisos
Economizar el uso de la red
Facilitar la entrada de datos
Pensar en los usuarios móviles

Aunque los principios de la web móvil están acordes al desarrollo de aplicaciones web, desde el punto de vista del diseño, solo puede aplicarse el principio “experiencias de usuario enriquecedoras”, por lo que nos pareció fundamental aplicar solo las pautas que propone la W3C para estandarizar los procesos de diseño y desarrollo eficientes y puntuales.

### **Diseño Web Móvil**

En [Ballard, 2007] se da una definición de diseño móvil separando estos dos conceptos. Por un lado, considera al diseño como el medio para comunicar un mensaje y, por otra parte, afirma que lo móvil hace referencia al usuario, no al dispositivo o a la aplicación que se desarrolle; por lo que sugiere una experiencia de usuario completamente diferente a la que se tiene en una computadora de escritorio. Considerando esta definición se puede decir que diseñar para la web móvil, no sólo es “miniaturizar” el contenido y mostrarlo en pantallas pequeñas; es adaptar los contenidos a un contexto móvil, para lo cual se deben de considerar las características de los usuarios, las capacidades de los dispositivos y las limitaciones técnicas de la web móvil.

Aunque [Ballard, 2007] menciona que para el desarrollo de una aplicación móvil y una de escritorio existen diferencias en la plataforma, el contexto de uso, el

dispositivo y la tecnología; sin embargo, los fundamentos de diseño web siguen siendo los mismos. Por lo tanto, consideramos que, de la misma manera que el lenguaje básico del diseño se adaptó al diseño web, ahora se adapta al diseño web móvil. La tabla 5 muestra las adaptaciones que consideramos para el diseño web móvil.

Tabla 5 Características del diseño web móvil.

Elemento	Descripción
Retícula	El uso de una retícula debe considerar el tamaño de pantalla del dispositivo. Evitar el uso excesivo de la barra de desplazamiento vertical.
Color	La profundidad de color mínima es de 16 bits. Se pueden utilizar los mismos colores para el diseño web móvil que para el diseño web convencional.
Tipografía	Considerar las tipografías sans-serif. Considerar las tipografías por omisión de los dispositivos móviles.
Gráficos	Recomendar el uso de gráficos de manera adecuada.
Animaciones	Minimizar el uso de animaciones.

### El diseño Centrado en el Usuario

La metodología de diseño centrado en el usuario (DCU) es una metodología de diseño donde tanto los diseñadores como los usuarios colaboran activamente. Los usuarios dirigen el diseño y son la clave para determinar la usabilidad de un producto (e.g. sitio web). La metodología DCU está dividida en cuatro fases que funcionan de manera iterativa: análisis, diseño, construcción y evaluación (ver figura 1).

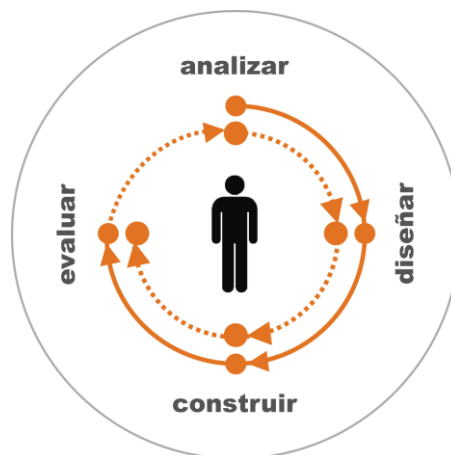


Figura 1 Metodología de diseño centrado en el usuario.

La fase de análisis permite estudiar el contexto de uso del usuario objetivo. La fase de diseño permite transformar los requisitos en propuestas de diseño. La fase de construcción permite la construcción del producto que coincide con los requerimientos. Por último, la fase de evaluación tiene como principal objetivo asegurar que el sistema desarrollado cumpla con las necesidades del usuario. La evaluación proporciona información que permite detectar deficiencias que haya que corregir [Williams, 2009].

### **Generación de las Guías de Diseño Web Móvil**

La generación de las guías de diseño web móvil que se presentan en este trabajo se realizó con el apoyo de la caracterización del contexto móvil (usuarios, dispositivos móviles y la web móvil), del análisis del diseño web móvil y de la metodología DCU. En primer lugar, se incluyeron dentro de las guías de diseño los pasos necesarios para caracterizar a los usuarios, a los dispositivos y a la web. Esta caracterización forma parte del contexto de uso del usuario objetivo. Estos pasos forman parte de la etapa de análisis del DCU y permiten recoger la información sobre el usuario y sus circunstancias individuales como tareas, objetivos, entorno, etcétera. En segundo lugar, se integraron las mejores prácticas de la web móvil y las recomendaciones del diseño web móvil en la fase de diseño del DCU. En tercer lugar, se consideraron también las mejores prácticas de la web móvil para integrarse en la etapa de construcción del DCU. Por último, se propuso realizar pruebas de usabilidad, mismas que forman parte de la última etapa del diseño centrado en el usuario: la fase de evaluación.

### **Prueba de Factibilidad de las Guías de Diseño Propuestas**

Se realizó una prueba de factibilidad de las guías de diseño propuestas a través de la realización, por parte de un diseñador de aplicaciones, de un caso de estudio de diseño de una aplicación móvil.

## **3. Resultados**

Esta sección presenta en primer lugar las guías de diseño web móvil propuestas. En segundo lugar muestra una prueba de factibilidad de dichas guías.

## Guías de Diseño Web Móvil

En la tabla 6 se muestran las guías de diseño web móvil propuestas e incluyen la etapa del diseño centrado en el usuario. Cabe señalar que las guías propuestas en las etapas de análisis del contexto de uso y de evaluación de la aplicación no existen en otras guías de diseño. Sin embargo, si existen las guías propuestas para la etapa del diseño y de construcción.

Tabla 6 Guías de diseño web móvil propuestas.

Etapa del diseño centrado en el usuario	Guía de diseño
Analizar el contexto de uso	Identificar las necesidades del usuario
	Conocer las características del dispositivo móvil
	Detectar el tipo de información a adaptar
Diseñar propuesta gráfica	Analizar la factibilidad tecnológica
	Evitar la sobrecarga de información
	Buscar simplicidad en el diseño de interfaces
	Favorecer el uso de gráficos
	Utilizar tipografía diseñada para pantalla
	Utilizar contrastes de color
	Evitar el uso de la barra de desplazamiento horizontal y vertical
Construir la aplicación	Simplificar la navegación
	Dar opciones al usuario
	Aplicar los estándares web
Evaluar la aplicación	Evitar los riesgos en el diseño
	Evitar los tamaños fijos
	Realizar pruebas de usabilidad

### Analizar el Contexto de Uso

- Identificar las necesidades del usuario. Para empezar cualquier proyecto de adaptación de contenido web es necesario conocer primero las características de los usuarios móviles, los usos que le dan a la web y sus necesidades a cubrir.
- Conocer las características del dispositivo móvil. Es importante conocer las características del dispositivo móvil donde se presentará el contenido adaptado, pues dependiendo del tipo de conexión inalámbrica, del tipo de pantalla, resolución y profundidad de color que soporta; y de los navegadores en que se visualizan los contenidos, se considerará el tipo de

material (gráficos, videos, animaciones, etc.) que se puede adaptar y presentar.

- Detectar el tipo de información a adaptar. De acuerdo a la información obtenida de la guía #1, se puede detectar el tipo de información a adaptar que sea relevante para el usuario.

### **Diseñar la propuesta gráfica**

- Analizar la factibilidad tecnológica. Una vez conociendo la información que se va a adaptar, y conociendo las características del dispositivo, se puede definir el tipo de aplicación a desarrollar, por lo que es importante seleccionar la tecnología a utilizar, por ejemplo, el lenguaje de programación, las características del servidor, cómo se va a solicitar la información, si se reconocen hojas de estilo, entre otros.
- Evitar la sobrecarga de información. La información que se presenta en una pantalla pequeña debe ser breve, clara y concisa, y deberá permitir al usuario identificar fácilmente las opciones de navegación que tiene.
- Buscar simplicidad en el diseño de interfaces. La simplicidad en el diseño de interfaces consiste en emplear elementos claros, sencillos y lógicos que le sean familiares al usuario para que pueda interactuar con ellos sin ninguna complicación.
- Favorecer el uso de gráficos. Considerando que los dispositivos móviles se utilizan para realizar consultas rápidas y que el usuario está haciendo otras actividades al mismo tiempo, se deberá favorecer el uso de gráficos e imágenes sobre el texto, pues esto permite identificar más rápidamente el tipo de información que se está presentando.
- Utilizar tipografía diseñada para pantalla. En cuanto al texto, es importante utilizar tipografías diseñadas para visualizarse en pantalla como la *Arial*, *Verdana* o *Tahoma*, que se caracterizan por ser tipografías *sans-serif*, con ojos más abiertos y con rasgos bien definidos para facilitar la lectura. Es importante mencionar que debido a que el usuario hace consultas rápidas y

breves en su dispositivo móvil debe limitarse al mínimo posible el número de caracteres que se presentan en cada pantalla.

- Utilizar contrastes de color. Para facilitar la visualización de los contenidos en entornos donde las condiciones de luz son variables (muy poca o muy intensa) es recomendable utilizar contrastes de color muy marcados para crear un énfasis visual. Esto se logra utilizando los colores complementarios: rojo-verde, amarillo-morado y azul-naranja, así como el contraste máximo blanco-negro.
- Evitar el uso de la barra de desplazamiento horizontal y vertical. Para facilitar la navegación dentro de la aplicación adaptada, se deberá evitar en lo posible el uso de la barra de desplazamiento vertical y horizontal, por lo que se deberá presentar en la primera pantalla la información más relevante y dar la opción de pasar a las siguientes pantallas sin usar la barra de desplazamiento vertical para ver más información.
- Simplificar la navegación. Se debe de considerar que se está haciendo uso de pantallas pequeñas y de un ancho de banda limitado, por lo tanto, se deberá organizar la información del sitio de tal manera que la navegación sea sencilla para que el usuario encuentre la información rápidamente pulsando no más de tres enlaces para que pueda cambiar de pantalla sin complicaciones.
- Dar opciones al usuario. A pesar de que se esté presentando al usuario una adaptación de la información, siempre se le deberá dar la opción de seleccionar la versión no adaptada, o de seleccionar algunas características de cómo quiere ver la información; por ejemplo, sin imágenes y sólo el texto o viceversa.

### **Construir la aplicación**

- Aplicar los estándares web. Es importante aplicar los estándares web como el lenguaje extensible de marcado de hipertexto para el contenido, así como las hojas de estilo en cascada para la apariencia, ya que esto permite que se use menos código, se utilice menos ancho de banda y se muestre más



rápido el contenido, mejorando así la experiencia del usuario. Además, las aplicaciones desarrolladas son más fáciles de actualizar, son más accesibles y compatibles con diferentes navegadores.

- Evitar los riesgos en el diseño. Un riesgo en el diseño es el uso de elementos que no son estándares web y que dificultan el acceso a la información como son las ventanas emergentes, el uso de tablas, marcos, mapas de imagen, entre otros. Evitar estos riesgos en el diseño ayudará a reducir los problemas de usabilidad causados por pantallas más pequeñas.
- Evitar los tamaños fijos. El poner tamaños fijos en la tipografía puede limitar al usuario si quiere hacer más grande o más chica la letra de la información presentada. De igual manera, si se ponen tamaños fijos para el ancho de las columnas se pueden causar problemas en la presentación de la información cuando se tiene acceso a esta desde una pantalla de diferente tamaño.

### **Evaluar la aplicación**

- Realizar pruebas de usabilidad. Utilizar métodos de evaluación de la usabilidad como evaluaciones al final de cada iteración. Por ejemplo, evaluaciones de desempeño, pruebas en condiciones controladas en un laboratorio de usabilidad, cuestionarios o entrevistas para comprobar que la propuesta de interfaz gráfica de usuario presentada cubre las necesidades de los usuarios, y si no es así, para que los mismos usuarios den las pautas sobre lo que se adapta mejor a sus necesidades.

### **Prueba de factibilidad de las guías de diseño propuestas**

La prueba de factibilidad de las guías propuestas fue realizada de la siguiente manera. Se le pidió a un diseñador de aplicaciones que empleara las guías en una propuesta para la modificación de los resultados del buscador de Google para móviles. Para conocer el modo de utilización de las guías, pedimos al diseñador que describiera cada una de ellas, de acuerdo a los criterios utilizados en cada guía, mismas que se indican a continuación:

- Necesidades del usuario. Los usuarios objetivo son personas en el rango de 25 a 34 años, con licenciatura y pertenecen al nivel socioeconómico C+ (clase media alta); hacen uso de la web móvil varias veces al día para enviar y recibir correos electrónicos, así como para buscar información y leer noticias.
- Características del dispositivo móvil. Teléfono inteligente con sistema operativo Android, con acceso a la web móvil a través de una conexión inalámbrica de cuarta generación; cuenta con una pantalla táctil de alta resolución; soporta más de 65,000 colores.
- Tipo de información a adaptar. La modificación de los resultados de búsqueda del buscador de Google incluye al título, resumen y URL.
- Factibilidad tecnológica. Se propone utilizar la *API GoogleSearch* para desarrollar la aplicación web que recuperará los resultados de la búsqueda de *Google*. Esta aplicación se puede desarrollar en lenguaje *PHP* y se puede colocar en un servidor intermediario.
- Simplicidad en el diseño de interfaces. Se respeta el diseño actual de *Google* en colores, tipografía y estilo de gráficos. Se agrega la palabra Móvil al logotipo de *Google* para confirmar al usuario que está en la versión móvil. En la página de inicio del buscador, además del campo para la búsqueda se agregó la opción de seleccionar el país y el idioma. Se agregaron los enlaces a los servicios más solicitados de *Google* (figura 2).



Figura 2 Página de inicio de la propuesta para el buscador de Google.


En las páginas de los resultados, se cambió el logotipo completo de *Google* por su ícono, para dar mayor espacio a los resultados. Se utiliza una retícula de máximo dos columnas para dar más orden a los resultados obtenidos y para poder ver más resultados en la primera vista (figura 3). Se utiliza otra vista de resultados para dar opciones al usuario (figura 4).



Figura 3 Vista 1 para mostrar los resultados de búsqueda.



Figura 4 Vista 2 para mostrar los resultados de búsqueda.

- Sobrecarga de información. Se limita a 40 el número de caracteres para el título de la fuente de información. Se limita a 80 el número de caracteres para el resumen de la fuente de información. Se muestra solo el nombre del servidor de la fuente de información. Esto con el objetivo de mostrar el mayor número de resultados posibles en una pantalla con la información mínima necesaria que le ayude a decidir al usuario si entra a un sitio web o no, figura 3.
- Uso de gráficos.  Se propone que en cada resultado se presente el logotipo de la empresa o institución que proporciona la información, el cual se obtiene del ícono denominado favicon que despliega cada sitio web, figura 3. Este apoyo visual ayudará al usuario a decidir si le interesa obtener información de esa fuente o no, y agilizará su búsqueda de información.
- Tipografía. Se utilizará una tipografía Arial a 12 pixeles, adecuada para visualización en pantalla.
- Contrastes de color. Los colores básicos del diseño de *Google* ofrecen un contraste de color efectivo, ya que utiliza los colores primarios como el rojo y el azul, y los secundarios como el verde y el naranja para el logotipo; azul para los títulos de la fuente de información, verde para los *URL* y texto negro sobre fondo blanco para la descripción de los sitios.
- Uso de la barra de desplazamiento vertical y horizontal. En cada pantalla se despliega la mayor cantidad de resultados posibles: ocho para la vista condensada y cuatro para la vista extendida y en la parte inferior de cada pantalla se encuentran los enlaces para pasar de una pantalla a otra sin tener que hacer uso excesivo de la barra de desplazamiento vertical.
- Navegación simplificada. Cada pantalla presenta el campo de búsqueda, para que el usuario pueda iniciar una nueva búsqueda, además cada pantalla tiene una barra de navegación superior que muestra los enlaces a los cinco servicios más solicitados de *Google* de acuerdo a los resultados de la encuesta. En la parte inferior se presentan los enlaces para cambiar de vista o pasar a la página siguiente y a la anterior.

- Opciones al usuario. Se diseñan dos vistas de los resultados: una vista condensada con menos información textual para simplificar la interfaz y agilizar la búsqueda de información, y una vista extendida con más información textual como un apoyo extra a la búsqueda de información. El usuario podrá seleccionar entre la vista condensada y la vista extendida de los resultados. En ambas vistas se tiene la opción de pasar de una a otra. También tiene la opción de cambiar de la versión móvil del buscador a la versión clásica.
- Estándares web. Para el armado de la estructura del buscador se empleará *XHTML Mobile* y *PHP*, así como hojas de estilo en cascada *CSS Mobile* para la apariencia. Se debe utilizar la etiqueta *handheldfriendly* en el código de cada página para identificarlas como páginas que puedan ser navegadas usando dispositivos móviles.
- No riesgos conocidos en el diseño de las páginas. No se utilizan tablas, ni marcos, ni mapas de imágenes, ni ventanas emergentes.
- No a los tamaños fijos. Para el armado de las pantallas se utilizan porcentajes en lugar de tamaños fijos, para que el diseño se pueda adaptar a las variaciones de tamaño de pantalla de los diferentes modelos de teléfonos.
- Pruebas de usabilidad. Para las pruebas de usabilidad se realizarán búsquedas de información tanto en la versión actual del buscador de Google como en la nueva.

#### 4. Discusión

Se han propuesto diversas guías de diseño web con mucho detalle como aquellas proporcionadas por las grandes compañías de software como Apple. Además, existe un estándar que propone la W3C para el desarrollo web móvil. Sin embargo, en este trabajo propusimos integrar la metodología de diseño centrado en el usuario con las guías de diseño web que propone la W3C. Este trabajo es un esfuerzo para el diseño y evaluación de sitios web usables para los teléfonos inteligentes.

Las guías de diseño propuestas han sido aplicadas de manera exitosa en una prueba de factibilidad por parte de un diseñador de aplicaciones mismo que reconoce que las guías de diseño le fueron útiles para diseñar la propuesta de modificación del buscador de Google y comenta que no tuvo tiempo de diseñar de manera completa la prueba de usabilidad. Reconocemos que falta solicitar a más diseñadores el uso de las guías de diseño. Sin embargo, el éxito de esta prueba de factibilidad nos permite extender el dominio de aplicación de las pruebas.

## **5. Conclusiones**

Este trabajo presentó un conjunto de guías de diseño web móvil. Los elementos considerados en la guía fueron el resultado de la caracterización del usuario móvil, de los dispositivos móviles y de la web móvil. Además se consideró la integración de la metodología de diseño centrado en el usuario y de las mejores prácticas de diseño de la W3C. En primer lugar, se incluyeron dentro de las guías de diseño los pasos necesarios para caracterizar a los usuarios, a los dispositivos y a la web, mismos que forman parte de la etapa de análisis del DCU. En segundo lugar, se integraron las mejores prácticas de la web móvil y las recomendaciones del diseño web móvil en la fase de diseño del DCU. En tercer lugar, se consideraron también las mejores prácticas de la web móvil para integrarse en la etapa de construcción del DCU. Por último, se propuso integrar fase evaluación del DCU al proponer la realización de pruebas de usabilidad.

La prueba de factibilidad fue exitosa y nos permite recomendar que las guías pueden ser utilizadas tanto para evaluar las guías de diseño en casos de estudio como para el desarrollo de aplicaciones web móviles.

Como trabajo futuro se considera solicitar al diseñador construir la aplicación propuesta para la modificación de los resultados del buscador de Google para móviles, terminar el diseño de las pruebas de usabilidad y aplicar las pruebas. También se considera solicitar el uso de las guías de diseño a más diseñadores.

## **6. Bibliografía y Referencias**

[1] Apple Inc., Safari Web Content Guide, Apple Inc, 2016.

- [2] Abowd, G. D., Dey, A. K., Brown, P. J., Davies, N., Smith, M., and Steggles, P., Towards a Better Understanding of Context and Context-Awareness, Springer Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg, pp. 304-307, 1999.
- [3] Ballard, B., Designing the Mobile User Experience. West Sussex: Wiley, 2007.
- [4] Baharuddin, R., Singh, D., & Razali, R., Usability dimensions for mobile applications-a review. Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology, 5(6), pp. 2225-2231, 2013.
- [5] Cremin, R., Rabin, J., Fling, B. y Robinson, K., DotMobi Mobile Web Developer Guide, mTLD, Ltd. Dublin, Ireland, 2007.
- [6] Edmondson, J., Anderson, W., Gray, J., Loyall, J. P., Schmid, K., and White, J., Next-generation mobile computing. IEEE Software, 31(2), pp. 44–47, 2014.
- [7] Häkkinen, J. and Mäntyjärvi, J., Developing design guidelines for context-aware mobile applications. In Proceedings of the 3rd International Conference on Mobile Technology, Applications & Systems, Mobility 06, New York, NY, USA. ACM, 2006.
- [8] Love, S., Understanding Mobile Human-Computer Interaction. Oxford: Elsevier, 2005.
- [9] Lynch, P. J. y Horton, S., Web Style Guide, 4th Edition: Foundations of User Experience Design, Yale University Press, New Haven, CT, USA, 2016.
- [10] Nayebi, F., Desharnais, J. M., y Abran, A., The state of the art of mobile application usability evaluation. In 2012 25th IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE), pp. 1–4, 2012.
- [11] O'Reilly, T., What Is Web 2.0? Design Patterns and Business Models for the Next Generation of Software. O'Reilly, 2005.
- [12] Park, W., Han, S. H., Kang, S., Park, Y. S., and Chun, J., A factor combination approach to developing style guides for mobile phone user interface. International Journal of Industrial Ergonomics, 41(5), pp. 536–545, 2011.

- [13] Shitkova, M., Holler, J., Heide, T., Clever, N., Becker, J., Towards Usability Guidelines for Mobile Websites and Applications, *Wirtschaftsinformatik Proceedings 2015*. Osnabrück, Germany, pp.1603-1617, 2015.
- [14] Williams, A., User-centered Design, Activity-centered Design, and Goal-directed Design: A Review of Three Methods for Designing Web Application. In *Proceedings of the 27th ACM International Conference on Design of Communication*. ACM, New York, USA, pp.1-8, 2009.
- [15] World Wide Web Consortium, *Mobile Web Best Practices 1.0*. W3C, 2008.



# **ESTUDIO DE UNA ANTENA DE MICROCINTA FRACTAL TIPO E PARA LA BANDA DE LOS 2.4 GHZ**

***Iván R. González Rangel***

Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Azcapotzalco

*Ivan.gonzalez.rangel@gmail.com*

***Javier Vargas Sánchez***

Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Azcapotzalco

***Genaro Hernández Valdez***

Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Azcapotzalco

*ghv@correo.azc.uam.mx*

***Mario Reyes Ayala***

Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Azcapotzalco

***J. R. Miranda Tello***

Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Azcapotzalco

***Edgar A. Andrade González***

Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Azcapotzalco

## **Resumen**

En este trabajo, se presenta el estudio experimental y por simulación de una antena de parche basada en la geometría fractal tipo E para operar en la banda libre de los 2.4 GHz. La estructura electromagnética de la antena diseñada se analiza utilizando el simulador HFSS de ANSI, mientras que el prototipo experimental se caracteriza utilizando un analizador de redes de 6.5 GHz acoplado a un equipo de medición de campo cercano para medir los parámetros importantes de esta antena. Considerando la geometría fractal tipo E de dos iteraciones, los resultados en las simulaciones muestran que la antena diseñada

presenta una frecuencia de resonancia de 2.463 GHz con pérdidas por retorno cercanas a -50 dB y un ancho de banda de acoplamiento de 74 MHz. Los parámetros correspondientes en el prototipo experimental resultaron ser de 2.624 GHz, -17 dB y 100 MHz, respectivamente. Estos resultados demuestran la factibilidad de utilizar la antena de microcinta fractal tipo E para aplicaciones en las comunicaciones inalámbricas para la banda de los 2.4 GHz.

**Palabras Claves:** ancho de banda de acoplamiento, antenas de banda ancha, antenas de microcinta, bandas sin licencia, geometría fractal tipo E.

### **Abstract**

*In this paper, the simulation and experimental study of an E-shape fractal patch antenna for the unlicensed band of 2.4 GHz is presented. The electromagnetic structure of this antenna is analyzed using the High Frequency Structure Simulator HFSS of ANSY, while the experimental antenna prototype is characterized using a network analyzer of 6.5 GHz and a (near-field based) antenna pattern measurement equipment. Simulation results show that the designed antenna presents a resonant frequency of 2.463 GHz with return losses equal to -50 dB, and a coupling bandwidth of 74 MHz. On the other hand, the corresponding experimental parameters are 2.56 GHz, -17 dB, and 100 MHz, respectively. The study performed in this paper demonstrates the suitability of using the E-shape fractal patch antenna for wireless applications at the 2.4 GHz unlicensed band.*

**Keywords:** broadband antennas, coupling bandwidth, ISM frequency bands, patch antennas, type-E fractal geometry.

## **1. Introducción**

El diseño actual de antenas para aplicaciones de radio móvil requiere que éstas sean de tamaño compacto, bajo perfil, fáciles de diseñar, de fabricar, de integrar a dispositivos electrónicos, y que posean características de banda ancha o multibanda. Diversas soluciones se han propuesto para lograr uno o más de estos requerimientos. Por ejemplo, los cinco primeros requerimientos mencionados se han logrado al desarrollar antenas de parche o microcinta [Balanais, 1982], [Khan,

2015]. Recientemente, la tecnología de microcinta se ha combinado con las propiedades de la geometría fractal para mejorar las características de respuesta en frecuencia de las antenas para dispositivos portátiles [Gianvittorio, 2002]. En particular, las antenas fractales de microcinta poseen una estructura geométrica con propiedades auto similares que les permite tener características multi-resonantes o de banda ancha, las cuales resultan idóneas para aplicaciones de comunicaciones móviles [Werner, 2003]. Entre las formas geométricas que han resultado de mayor interés en el desarrollo de antenas fractales se encuentran el triángulo y carpeta de Sierpinsky, copo de nieve de Koch, árbol fractal, curva de Hilbert, estructura hexagonal, formas “E”, “T” y “U”, entre otras [Werner, 2003]. Entre estas, la geometría basada en el triángulo de Sierpinsky es ampliamente utilizada en la literatura para proponer antenas de microcinta multi-resonantes [González, 2016]. Por otra parte, aunque las antenas de parche basadas en la geometría fractal tipo E han sido poco estudiadas en la literatura, el interés por mejorar sus características multi-resonantes y de banda ancha ha aumentado en los últimos años [Bayatmaku, 2011], [Asghar, 2013], [Navukarasu, 2016], [Zakir, 2011]. En este trabajo, se estudia el desempeño (experimental y por simulación) de una antena de parche basada en la geometría fractal tipo E para aplicaciones inalámbricas localizadas en la banda libre de los 2.4 GHz. La idea es que este tipo de antena pueda ser empleada en dispositivos portátiles que trabajen bajo el estándar para redes inalámbricas de área local IEEE 802.11b/g.

La antena de microcinta fractal tipo E se diseña tomando como base la metodología de fabricación de la antena de parche rectangular [Balanaïs, 1982]. La antena diseñada se analiza utilizando el simulador de estructuras electromagnéticas de alta frecuencia (HFSS, por sus siglas en inglés) de ANSI. Los parámetros considerados en el diseño se programan en el simulador HFSS para mejorar las características de desempeño de la antena propuesta. Una vez que los resultados de simulación son satisfactorios, se procede a construir un prototipo y se caracteriza utilizando un analizador de redes “FieldFox” de 6.5 GHz de “Agilent Technologies” acoplado a un equipo de medición de parámetros de antenas “RFxpert”. Los resultados, tanto de la simulación como de la

experimentación, demuestran que es viable utilizar la antena de microcinta fractal tipo E para aplicaciones inalámbricas en la banda de los 2.4 GHz.

En la sección 2, se presenta la metodología de diseño en la que se basa la antena de parche de geometría fractal tipo E. La sección 3 presenta los resultados de la simulación y de la experimentación. En la sección 4 se presenta la discusión. Finalmente, la sección 5 muestra las conclusiones del trabajo.

## 2. Métodos

El diseño de la antena fractal tipo E de microcinta se basa en la metodología de diseño de la antena de parche rectangular. La antena de parche rectangular es una de las antenas básicas que más se han estudiado en la literatura, para su diseño se requiere conocer el material sobre el cual se fabrica ya que se considera el valor de la constante dieléctrica para calcular sus dimensiones. Se utilizan las ecuaciones 1, ecuación 4, las cuales describen el modelo simplificado de la antena [Balanis, 1982], [Gianvittorio, 2002], [Werner, 2003], [González, 2016]. El ancho del parche ( $w$ ) se calcula mediante ecuación 1 [Balanis, 1982].

$$w = \frac{c}{2fr} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (1)$$

Donde  $c$  representa el valor de la velocidad de la luz en el vacío,  $\epsilon_r$  representa el valor de la constante dieléctrica del sustrato y  $f_r$  representa la frecuencia de resonancia en la que se desea operar. Antes de calcular la longitud del parche, es necesario evaluar el valor efectivo de la constante dieléctrica (denotado por  $\epsilon_{reff}$ ), el cual está dado por ecuación 2 [Balanis, 1982].

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2)$$

Donde  $h$  representa el espesor del sustrato sobre el cual se fabrica la antena. De esta forma, la longitud incremental de la antena se calcula mediante ecuación 3 [Balanis, 1982].

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left( \frac{w}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left( \frac{w}{h} + 0.8 \right)} \quad (3)$$

Finalmente, la longitud del parche (denotada por  $L$ ) se calcula con ecuación 4 [Balanais, 1982].

$$L = \frac{c}{2fr\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} - 2\Delta L \quad (4)$$

Para este tipo de antena utilizamos placas de circuito impreso con doble capa de cobre y el sustrato es el FR4 ya que tiene una constante dieléctrica con un valor relativamente bajo ( $\epsilon_r = 4.4$ ), una de las caras de cobre nos permite dibujar el parche mientras que la otra cara funciona como plano de tierra.

Las dimensiones calculadas para la antena de parche rectangular tienen los valores  $w=38.03$  mm y  $L=28.44$  mm. La ubicación del punto de alimentación de la antena es algo crucial, ya que esta debe ser de 50 ohms para acoplar la impedancia con los dispositivos a los que se conecta. Desafortunadamente, cada que se realiza un cambio en las dimensiones de la antena, la impedancia característica del parche cambia [Werner, 2003]. Para tener el mejor acoplamiento de la antena, mediante simulación se encontró que en el centro de un extremo de la dimensión  $L$  del parche, la impedancia es muy aproximada a los 50 ohms.

Como se mencionó anteriormente, la estructura de la antena de parche fractal tipo E tiene como base la antena de microcinta rectangular, la cual se utiliza típicamente en una sola frecuencia. El efecto multi-resonante de la antena tipo E se debe al flujo de corriente alrededor de la antena al incorporar las ranuras, esto permite que también funcione a una frecuencia más baja. El ancho de la longitud del parche permite que la impedancia de entrada de la antena se mantenga acoplada [Gianvittorio, 2002]. Para obtener la antena de parche tipo E, la forma del parche rectangular se altera para operar en las frecuencias deseadas, esto se logra haciendo defectos en el parche tales como las ranuras y modificando la línea de alimentación [Werner, 2003]. La antena tipo E con diversos defectos permite

controlar o modificar algunos de sus parámetros, uno de estos defectos se logra aplicando la geometría fractal. En este trabajo, la optimización del funcionamiento de la antena fractal tipo E se realiza utilizando simulación por computadora.

### 3. Resultados

#### Resultados de la Simulación de la Antena Tipo E

Se utiliza el paquete computacional HFSS de ANSY para la simulación de la estructura de la antena fractal tipo E. HFSS es un programa que permite elegir entre varios tipos de métodos para realizar un análisis de gran precisión. Se simula la antena con las dimensiones obtenidas por el método simplificado descrito en la sección anterior. Posteriormente, se ajustan los parámetros de diseño para optimizar su respuesta en la banda de frecuencia deseada [Skrivervik, 2001]. En todas las simulaciones, la impedancia de entrada de las antenas se encuentra acoplada en la frecuencia de resonancia (donde se obtienen las menores pérdidas por retorno) a un valor aproximado de  $R=50$  ohms para la parte real y cero ohms para la parte imaginaria. La estructura de la antena de parche fractal tipo E de una iteración simulada se ilustra en la figura 1.

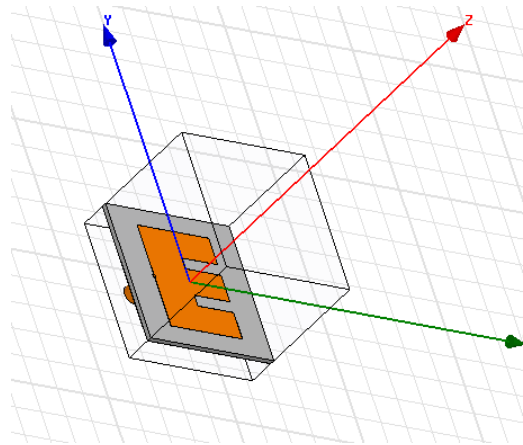


Figura 1 Antena tipo E simulada.

En la figura 2 se presenta la respuesta en frecuencia de la antena fractal de una iteración, en donde se puede apreciar el ancho de banda de acoplamiento (el cual es de 80 MHz), el cual nos garantiza que la antena trabaje bien para la banda de

2.4 GHz con el estándar IEEE 802.11b para los 11 canales asignados en el Continente Americano. La frecuencia de resonancia resultó ser de 2.439 GHz con pérdidas por retorno de -43.19 dB.

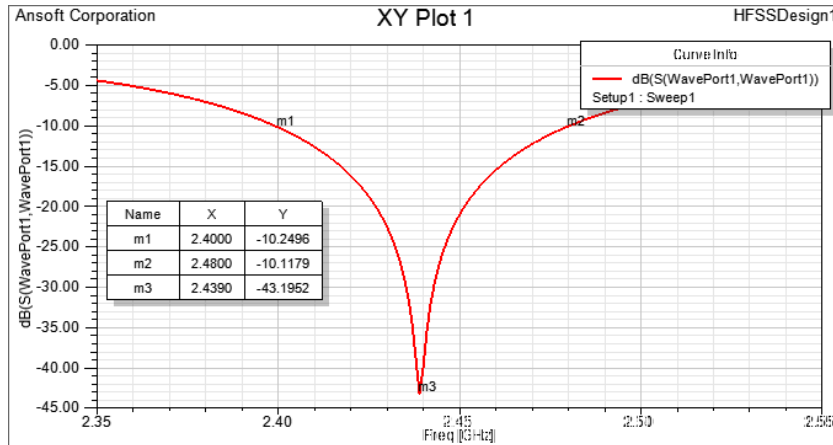


Figura 2 Simulación de la respuesta en frecuencia de la antena tipo E.

La figura 3 muestra el patrón de radiación de la simulación de la antena de parche tipo E de una iteración. En esta figura se puede observar que el patrón de radiación de la antena, tiene un ancho del haz amplio que le permite operar en la banda libre de 2.4 GHz y presenta una ganancia de 2.65 dB en la dirección de máxima radiación.

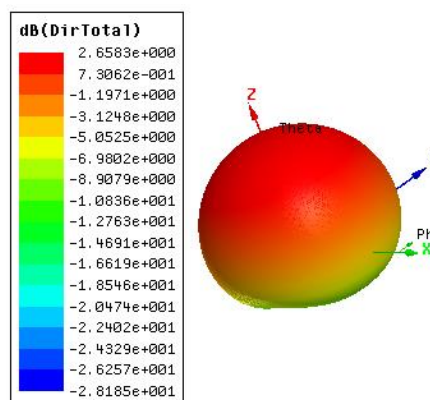


Figura 3 Patrón de radiación simulado de la antena fractal tipo E de una iteración.

A continuación, se presentan los resultados de la simulación en HFSS de la antena fractal tipo E de dos iteraciones para determinar las ventajas que se

consiguen. La estructura electromagnética de la antena de parche basada en la geometría fractal tipo E de dos iteraciones se muestra en la figura 4.

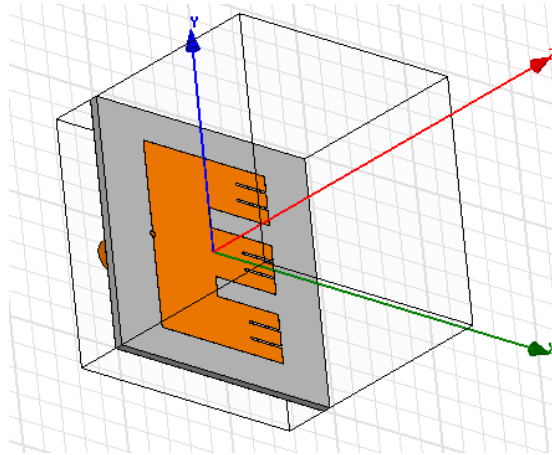


Figura 4 Antena de parche fractal tipo E de dos iteraciones simulada.

En la figura 5 se presenta la respuesta en frecuencia de la antena fractal tipo E de dos iteraciones. En ésta figura se observa un ancho de acoplamiento de 74 MHz, el cual comprende los 11 canales utilizados en el Continente Americano definidos en el estándar IEEE 802.11b. También se observa que la antena presenta una frecuencia de resonancia de 2.436 GHz con pérdidas por retorno de -49.23 dB.

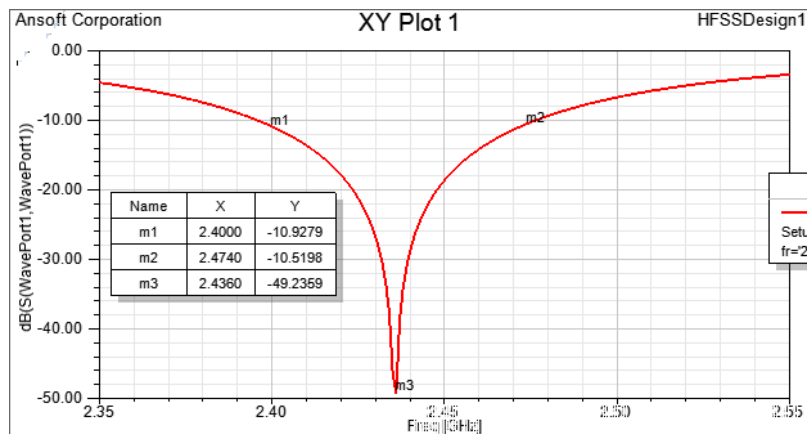


Figura 5 Respuesta en frecuencia de la antena fractal tipo E de dos iteraciones.

La figura 6 muestra el patrón de radiación, obtenido por simulación, de la antena de parche fractal tipo E de dos iteraciones. En esta figura se muestra que el haz



se encuentra en la parte superior del parche, también se observa un patrón de radiación con ancho de haz amplio, idóneo para aplicaciones inalámbricas. Un inconveniente de esta antena es su ganancia, la cual tiene un valor de 0.345 dB en la dirección de máxima radiación, por lo que se deben de realizar acciones para mejorar su desempeño en este aspecto. Por ejemplo, se pueden introducir defectos en el plano de tierra o utilizar un doble sustrato para mejorar el desempeño de la antena en su ganancia directiva [Werner, 2003].

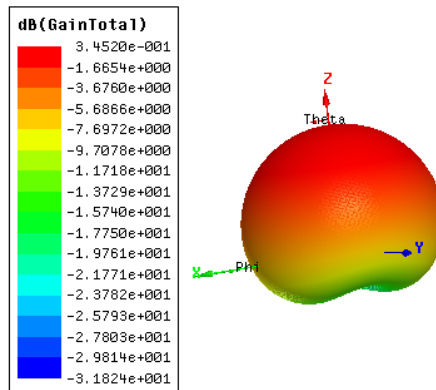


Figura 6 Patrón de radiación simulado de antena de parche fractal tipo E dos iteraciones.

En la tabla 1 se comparan los resultados de las simulaciones de las antenas de parche rectangular y de las antenas fractales tipo E, se observa que éstas últimas tienen un mejor desempeño en cuanto a pérdidas por retorno.

Tabla 1 Resultados de simulación de las antenas de parche analizadas.

Tipo de antena	Intervalo de acoplamiento (GHz)	Frecuencia de resonancia (GHz)	Pérdidas por retorno (dB)	Impedancia característica (Ohms)	Ancho de banda (MHz)
Rectangular	2.401 – 2.489	2.445	-27.5	$0.969R + j0.07$	88
Tipo E	2.400 – 2.48	2.439	-43.1	$1.00R - j0.12$	80
Tipo E fractal	2.400 – 2.474	2.436	-49.2	$0.942R - j0.008$	74

### Resultados Experimentales de la Antena Fractal Tipo E

Para la caracterización de la antena construida (antena de parche fractal tipo E de dos iteraciones) se utilizó el analizador de redes “FieldFox”, con el cual se

midió la frecuencia de resonancia, las pérdidas por retorno y su impedancia característica. Además, se utilizó el equipo para medir parámetros de antenas en conjunto con el software “RFXpert” y el analizador de redes para medir el patrón de radiación, ancho del haz y ganancia en potencia de la antena bajo estudio. En la figura 7 se presenta el sistema de medición, el cual incluye los equipos utilizados y la antena bajo estudio.

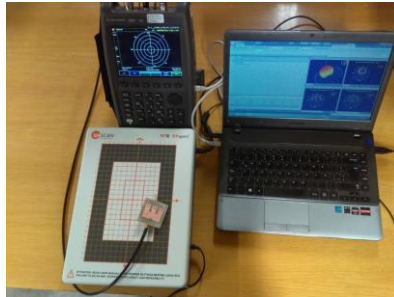


Figura 7 Sistema experimental para caracterizar antena de parche fractal dos iteraciones.

En la figura 8 se observa la respuesta en frecuencia (pérdidas por retorno) de la antena fractal tipo E de dos iteraciones. El ancho de banda de acoplamiento experimental resultó ser de 100 MHz, el cual comprende el intervalo de frecuencias de 2.56 GHz hasta 2.66 GHz con un acoplamiento máximo en 2.62 GHz, donde se obtuvieron pérdidas por retorno de -16.52 dB.



Figura 8 Pérdidas por retorno de la antena de parche fractal tipo E de dos iteraciones.

En la figura 9 se muestra la impedancia de entrada (compleja) en función de la frecuencia de la antena fractal tipo E de dos iteraciones. Observe que, en la

frecuencia con mayor acoplamiento, la impedancia de entrada resultó ser de  $(21.1 + j10.0)$  ohms. Esto indica que es necesario construir un acoplador de impedancia para mejorar la respuesta de la antena (trabajo de investigación a futuro).



Figura 9 Impedancia de entrada de antena de parche fractal tipo E dos iteraciones.

La figura 10 muestra el patrón de radiación experimental de la antena de parche fractal tipo E de dos iteraciones. En ésta figura se observa que el haz se concentra sobre el parche y tiene un ancho de haz amplio, además, se observa que la ganancia en potencia experimental es mejor (9.66 dBi). Estas características indican que la antena de parche fractal tipo E es una opción para ser utilizada en aplicaciones inalámbricas y de radio móvil localizadas en la banda de los 2.4 GHz.

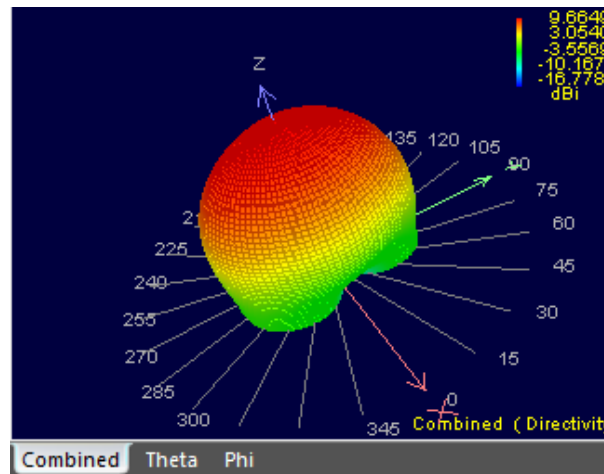


Figura 10 Patrón de radiación experimental de antena fractal tipo E de iteraciones.

## 4. Discusión

A partir del análisis y la comparación entre las antenas de parche rectangular, su modificación como antena fractal tipo E de una y dos iteraciones, se decidió construir y analizar experimentalmente las características de la antena fractal tipo E de dos iteraciones. Los resultados de simulación permitieron adaptar el funcionamiento de ésta antena al estándar IEEE 802.11b, el cual es uno de los más utilizados en la actualidad. Mediante simulación por computadora se encontró que, comparada con la antena de parche rectangular, posee mayores pérdidas por retorno y un ancho de banda de acoplamiento ligeramente menor; no obstante, cumple con el ancho de banda requerido para redes inalámbricas de área local que operan en la banda de 2.4 GHz. Una vez que los resultados de simulación fueron satisfactorios se procedió a construir esta antena. Mediante las ecuaciones del modelo simplificado se obtuvieron dimensiones para  $w = 37.33 \text{ mm}$  y  $L = 28.90 \text{ mm}$ , mientras que en la simulación para que la antena cumpla con el estándar IEEE 802.11b, las dimensiones obtenidas tienen los siguientes valores:  $w=35.79 \text{ mm}$  y  $L = 27.68 \text{ mm}$ . Los resultados experimentales muestran que la antena opera en un intervalo de frecuencias mayor al de la simulación, esta diferencia se debe a errores en las dimensiones físicas de la antena al momento de fabricar el prototipo. Además, el modelo experimental presentó una impedancia de entrada diferente de la esperada, por lo cual las pérdidas por retorno del prototipo experimental resultaron menores al del modelo simulado, sin embargo, el ancho de banda de su frecuencia de operación resultó ser mayor. Como trabajo a futuro se pretende utilizar técnicas de acoplamiento de impedancias, introducir defectos al plano de tierra y utilizar doble dieléctrico para mejorar el desempeño de la antena de parche con geometría fractal tipo E. El uso de estas técnicas permite que la antena opere en múltiples bandas de frecuencia (2.4 GHz y 5.8 GHz para aplicaciones basadas en el estándar 802.11 a/b/g).

## 5. Conclusiones

Tomando como base la metodología de análisis matemático para diseñar antenas de parche rectangular y el uso del simulador para estructuras

electromagnéticas de alta frecuencia (HFSS), se determinaron las dimensiones físicas para construir una antena de parche basada en la geometría fractal tipo E de dos iteraciones para operar en la banda sin licencia de los 2.4 GHz. La caracterización del prototipo de la antena construida se realizó utilizando el analizador de redes "FieldFox" en conjunto con el equipo para medir parámetros de antenas "EMSCAN" y el software "RFExpert". Se observó que, comparada con la antena rectangular, la antena fractal tipo E de dos iteraciones tiene un ancho de banda ligeramente menor, el cual se compensa con pérdidas por retorno mayores. En particular, el ancho de banda de acoplamiento experimental resultó ser de 100 MHz, con un acoplamiento máximo en 2.62 GHz, donde se obtuvieron pérdidas por retorno de -16.52 dB. El prototipo construido presenta un patrón de radiación con ancho de haz amplio, idóneo para aplicaciones inalámbricas, y una ganancia en potencia de 9.66 dBi. Los resultados tanto de simulación como experimentales dan evidencia de que es factible utilizar la antena de microcinta fractal tipo E para aplicaciones inalámbricas en la banda de los 2.4 GHz.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Asghar Abbas Razzaqi. Wideband E-Shaped Antenna Design for WLAN Applications, IEEE 9th International Conference on Emerging Technologies (ICET). pp. 1-6, 2013.
- [2] Balanis A. Constantine, Antenna theory analysis and design. Wiley. New York, 1982.
- [3] Bayatmaku N., Lotfi P., Azarmanesh M., and Soltani S., Design of simple multiband patch antenna for mobile communication applications using new E-shape fractal, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 10, 2011.
- [4] Gianvittorio J. P., and R.-Samii Y., Fractal Antennas: A novel antenna miniaturization technique, and applications, IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 44, no. 1, pp. 20-36, February 2002.
- [5] González Rangel I. R., Hernandez-Valdez G., Andrade-Gonzalez E. A., Reyes Ayala M., Miranda-Tello J. R., and Serrano Chávez J., Relationship

- among resonant frequencies of Sierpinski multiband fractal antennas, The 2016 International Conference Applied Mathematics, Computational Science and Systems Engineering (AMCSE 2016), November de 2016.
- [6] Khan M. U., Sharawi M. S., Mittra R., Microstrip patch antenna miniaturization techniques: a review, *IET Microwave, Antennas & Propagation*, Vol. 9, No. 9, pp. 913-922, 2015.
- [7] Navukarasu G. J., Design of an E Shaped Patch Antenna for GPS and IRNSS Application, *International Conference on Advanced Communication Control and Computing Technologies (ICACCCT)*, pp. 179-183, 2016.
- [8] Skrivervik A. K., Zurcher J.-F., Staub O., and Mosig J. R., PCS Antenna Design: The Challenge of Miniaturization, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 43, no. 4, pp. 12-26, August 2001.
- [9] Werner D. H., and Ganguly S., An overview of fractal antenna engineering research, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 45, no. 1, pp. 12-26, pp. 38-57, February 2003.
- [10] Zakir A., E-Shaped Microstrip Antenna on Rogers Substrate for WLAN Applications, *International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks*, pp. 342-345, 2011.

# CONDITIONING AND SIGNAL AMPLIFICATION STAGES FOR A SMART GAS MICROSENSOR MEMS

***J. L. González Vidal***

UAEH

*jvidal@uaeh.edu.mx*

***M. A. Reyes Barranca***

CINVESTAV-IPN *mreyes@cinvestav.mx*

***E. N. Vázquez Acosta***

CINVESTAV-IPN

*neo\_wolfx@hotmail.com*

## **Resumen**

En este trabajo, el objetivo principal es el diseño de una etapa nueva de amplificación y acondicionamiento de señal utilizando opamps, la cual será utilizada con un microsensor de gas inteligente. Las dimensiones del diseño fueron calculadas en base al modelo de pequeña señal de los MOSFET. Las configuraciones del opamp se eligieron de acuerdo a los requerimientos del sensor. El sensor está hecho de una película delgada de ZnO, depositada sobre la capa superior de una microplaca caliente sobre un microfoso micromaquinado. Gracias a la integración de las etapas de acondicionamiento de señal dentro del diseño, se dice que es un sensor inteligente. Se respaldó la operación de la etapa de amplificación y de acondicionamiento de señal por medio de técnicas de análisis de estabilidad, tales como el método del lugar geométrico de raíces. Se realizaron simulaciones y graficaron diagramas de Bode del sistema.

**Palabras clave:** Sensor de gas, MEMS, Opamp, sensores inteligentes.

## **Abstract**

*In this work, the principal aim is the design of novel signal amplification and conditioning stages using opamps, for an intelligent gas microsensor. The design dimensions were computed based on a small signal model of a MOSFET. The necessary configurations for the opamp were chosen according to the requirements of the sensor, which means, that the input signals are taken from this one. The sensor is based on a ZnO thin film deposited on the top side of a micro hot plate located within a micromachined pit. Thanks to the integration of signal conditioning stages within the design, it is said that it is an intelligent sensor. The right operation of the amplification stage and signal conditioning is supported by means of techniques of analysis of stability like the roots locus method, and computed Bode diagrams and simulations have been developed.*

**Keywords:** Gas sensors, MEMS, opamp, smart sensors.

## **1. Introduction**

Today, MEMS microsensors and smart sensors have very important and multiple applications in industry, automotive sector, aeronautics, biomedicine, consumer staples, etc. The most important advantages about MEMS are: their size (they are small devices), their low power consumption, batch fabrication and very low costs. MEMS sensors make a rich design space of networked sensors viable [González, 2006], [Howe, 1996].

Intelligent microsensors have a sensing stage and a conditioning stage due to the fact that the sensing stage provides a very low current in the nanoampere range [González, 2006]. Such current is a nonlinear signal and, since it is extremely low, it is hard to be manipulated by any ordinary electronic circuitry. For this reason, it is necessary to add linearization and amplification stages within the same monolithic integrated circuit. With these stages, undesired effects in the integrated circuit can be eliminated, such as parasitic charges, interface problems, noise, among others [Vázquez, 2008].

The signal provided by the intelligent microsensor can then be converted to digital mode and then it be manipulated by a digital system or a digital computer.



## 2. Methods

Consider a gas microsensor which provides a small and nonlinear current signal. That signal must be amplified and linearized. With this in mind, an opamp was designed using CMOS technology.

### Three-Stage Opamp

A three-stage opamp was proposed as is shown in figure 1, where the first stage, A1, is a differential amplifier. The later has an input labeled  $V_{di}$ . The second stage, A2, is the gain stage, which decreases the gain at high frequencies; and the last stage, X1, provides gain in current mode.

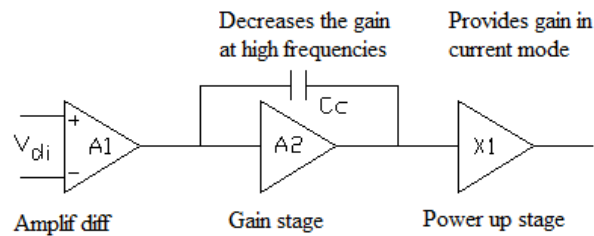


Figure 1 Three-stage opamp.

The diagram of the designed opamp is shown in figure 2. This opamp diagram was performed using Orcad® software. Subsequently, the opamp shall be explained in detail.

The Opamp design was developed according to AMIS 0.5 foundry technology and the layout was developed by using the L-Edit® software by Tanner-EDA. Values of  $L = 2\lambda_D$ ,  $W = 3\lambda_D$  and  $\lambda_D = 1.5 \mu\text{m}/2$  were proposed.

### Differential Pair (Inputs)

To better understand how opamp works, it was divided in several parts, the first one is the differential pair input.

The differential pair is formed by  $M_1$  and  $M_2$  n type transistors. It is well known that the current across the differential pair, comes from a current mirror ( $M_3$  and  $M_4$ , p type transistors). The dimensions of the transistors were calculated under the same conditions. That way,  $I_{SS}$  is given by equation 1.

$$I_{SS} = 10\mu A = \frac{KP_n}{2} \frac{W_{1,2}}{L_{1,2}} (V_{GS5,6} - V_{THN})^2 \quad (1)$$

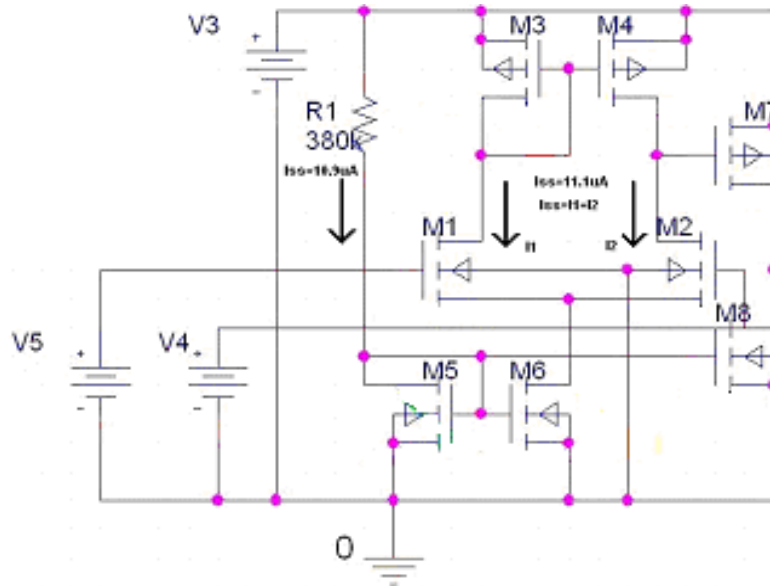


Figure 2 Opamp schematic circuit.

From equation 1  $W_1=W_2=15.61 \mu m \approx 21\lambda_D=15.75 \mu m$  and the current  $I_{SS}=10.09 \mu A$  were calculated, this current flows across  $M_1$  and  $M_2$ . For frequency compensation, these dimensions may be increased, even when the voltage applied affects too much adversely the current value which should be a constant value. [Vázquez, 2008], [Tsviois, 1999], [Baker, 1997], [Gray, 2001].

The same design rules are now applied for p type transistors. The current source load was calculated to assure a  $I_{SS}=10.09\mu A$  current and a voltage of  $V_{GS3,4}=V_{THP}+0.3V=1.48V$ ,  $V_{DD}=5V$ ,  $V_{SS}=0V$ , then  $W_3$  can be calculated using equation 2.

$$I_{SS} = 10.09\mu A = \frac{KP_p}{2} \frac{W_{3,4}}{L_3} (V_{GS3,4} - V_{THN})^2 \quad (2)$$

$W_3=W_4=52.93 \mu m \approx 71\lambda_D=53.25 \mu m$  and  $I_{SS}=10.15 \mu A$  were calculated. This current parameter increases when the load potential of the current source load needs to decrease.

## Current Mirror

To better understand how the differential amplifier stages work, it is necessary to understand how the current mirror works. This configuration is frequently used in circuit designing.

The current source was designed assuming that  $V_{DD}=5V$ ,  $V_{SS}=0V$ ,  $I_{SS}=10\mu A$ ,  $V_{GS5,6}=0.85V$ , with these voltage and current values both saturations of  $M_1$  and  $M_2$  are assured. The value of  $R$  is calculated assuming that  $I_{D5}=I_{D6}=10\mu A$ , if Solving for  $R$ , equation 3.

$$R = \frac{V_{DD} - V_{GS5,6} - V_{SS}}{I_{SS}} \quad (3)$$

Therefore,  $M_5$  and  $M_6$  currents have the same values; both dimensions of  $M_5$  and  $M_6$  were calculated by using equation 4.

$$I_{SS} = \frac{KP_n}{2} \frac{W_{5,6}}{L_{5,6}} (V_{GS5,6} - V_{THN})^2 \quad (4)$$

Although there is a small increase in the power consumption and the gain decreases, this will not affect the designed circuit.

Output impedance is denoted by equation 5.

$$r_o = \frac{\lambda_c}{I_D} = \frac{1}{\lambda I_D} \quad (5)$$

$\lambda$  is calculated based on experimental data ( $0.06 V^{-1}$  typical), equation 6.

$$r_o = \frac{\lambda_c}{I_D} = \frac{1}{\lambda I_D} \quad (6)$$

## Common Source Stage (Output)

This stage is formed with transistors  $M_7$  and  $M_8$ . Transistor  $M_8$  is biased as current source and the input of the amplification stage is connected to the gate of  $M_7$ .

The current through  $M_8$  and the current mirror ( $M_5$  and  $M_6$ ) must be the same. Therefore,  $M_8$ ,  $M_5$  and  $M_6$  have the same dimensions  $W_5=W_6= W_8=15.61 \mu m \approx 21\lambda_D=15.75 \mu m$ , whereas  $M_7$  has the same dimensions than  $M_8$ , therefore, the value of the current mirror and the differential pair is the same current.

Once the simulation is carried out, the transistor dimensions should be adjusted to fulfill the polarization requirements, signal conditioning, power consumption, stability and gain, among others [Vázquez, 2008], [Razavi, 2001], [Giurgiutiu, 2010], [Schilling, 1999].

### 3. Results

With the objective of determining the characteristics of the opamp, the circuit performance was simulated, 2.5 V were applied to the non-inverting input (V5) with two voltage sweeps. The first sweep is from 0 to 5 V and the second one from 2.47 V to 2.53 with 0.001 V steps in the non-inverting terminal (V4).

The diagram of opamp was simulated with Orcad® software, according to the parameters of V3.1, level 7 of AMIS 0.5µm technology libraries, equations have a complexity degree of level 3. The results from simulations are shown in figure 3, where the  $I_{SS}$  in  $M_5$  is raised to 10.9 µA due to channel modulation effects (figure 3a), and  $I_{SS}$  in  $M_6$  is raised to 11.1 µA (figure 3b). On the other hand, voltage  $V_{GS}$  in  $M_5$  is 858 mV (figure 3c). From figure 3d it is shown that the equation  $V_{GS5} \geq 0.3V + V_{THN}$  is satisfied which means that the transistors are in saturation [Vázquez, 2008].

#### Gain

Gain is expressed by the equation 7.

$$A_{OL} = A_1 \cdot A_2 = g_{m1} (r_{o2} \parallel r_{o4}) \cdot \left[ -g_{m7} (r_{o7} \parallel r_{o8}) \right] \quad (7)$$

From figure 4, it can be determined that the gain is given by equation 8.

$$|A_{OL}| = \frac{\Delta V_{Output}}{\Delta V_{Input}} = \frac{2.93V}{6815 \mu V} = 4,305 \quad (8)$$

Gain is modified due to body effect. Gain results in the  $\lambda$  variation and, in consequence, the variation of equation 8. The output current of the second stage will be the same current of the design, this means  $I_{SS} = 10.9 \mu A$ .

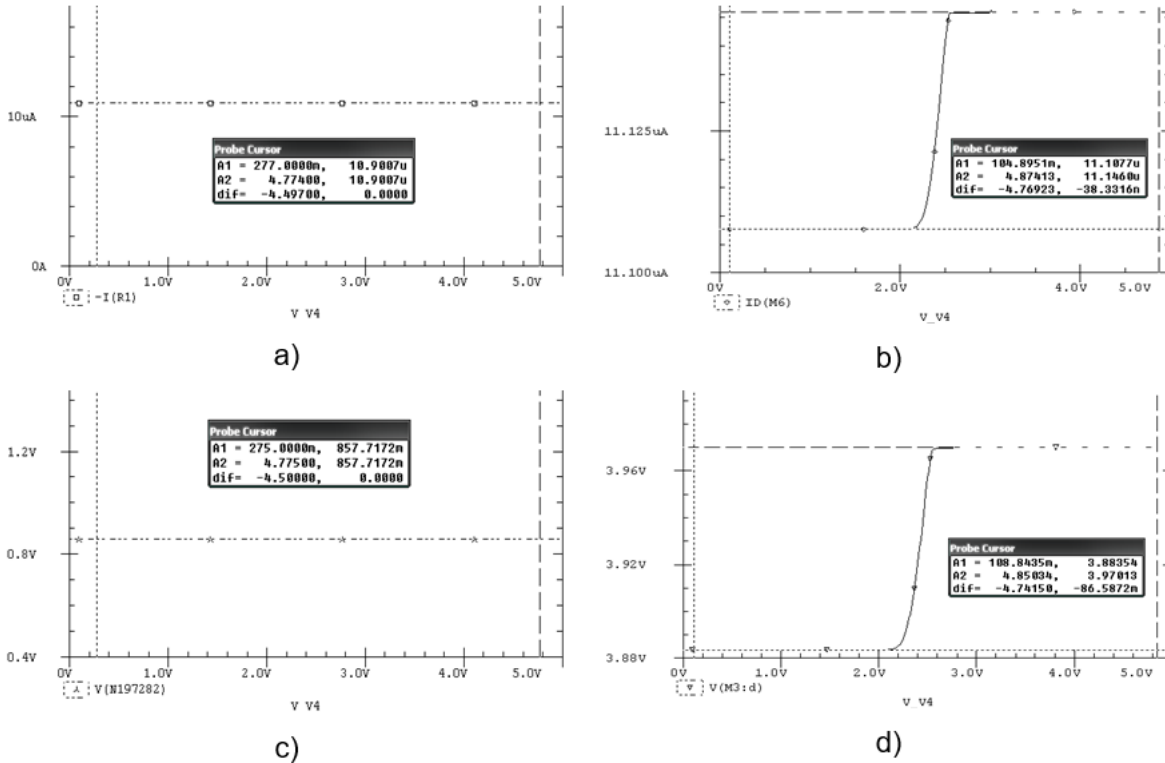


Figure 3 Simulation plots of schematic of figure 2.

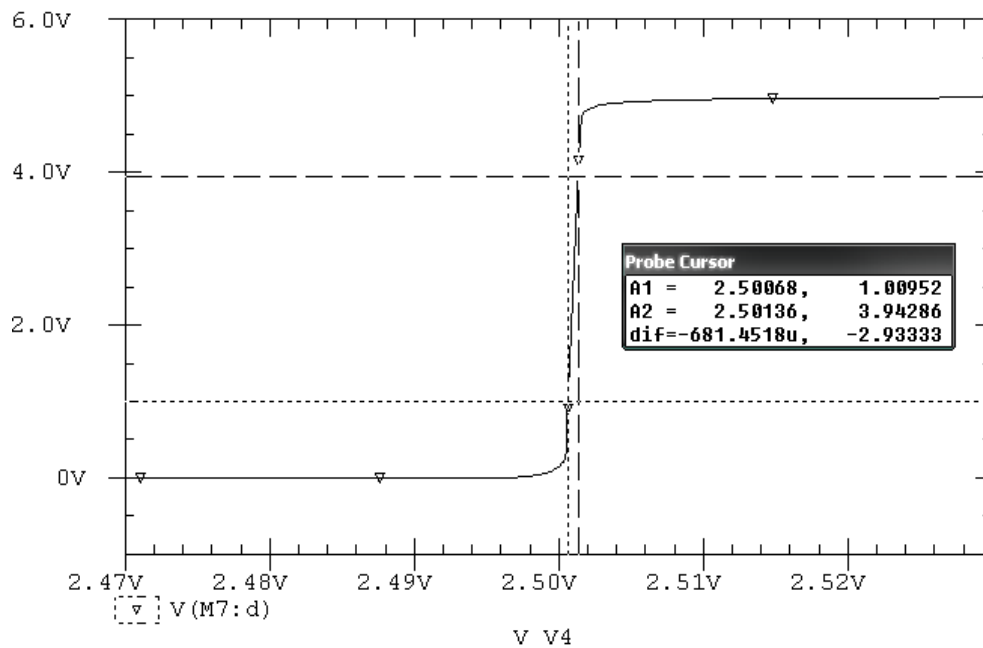


Figure 4 Opamp response due two voltage sweeps applied.

### Small Signal Analysis

In a two-stage amplifier, figure 5, and considering high impedance nodes, which determine the dominant poles, the output resistance  $R_1$  of the opamp is connected to ground, is given by equation 9.

$$R_1 = r_2 \parallel r_4 \quad (9)$$

Where both  $r_2$  and  $r_4$  are the output impedances of  $M_2$  and  $M_4$  respectively.

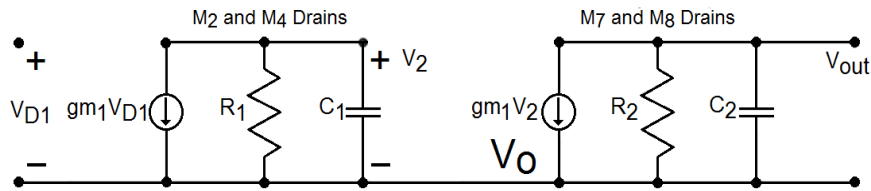


Figure 5 Small signal model of a two stages amplifier.

Capacitance  $C_1$ , can be calculated using equation 10.

$$C_{TOT} = C_L + C_{db4} + C_{gd4} + C_{db2} + C_{gd2} \quad (10)$$

Where  $C_{TOT}$  is the total capacitance of the circuit, the load capacitance  $C_L$  is  $C_{dg7} + C_{gs7}$ , which are drain-gate and gate-source capacitances of  $M_7$ ,  $C_{db4}$  and  $C_{gd4}$  are drain-bulk and gate-drain capacitances of  $M_4$ ,  $C_{db2}$  and  $C_{gd2}$  are drain-bulk and gate-drain capacitances of  $M_2$ . Since  $C_{dg7}$  is connected between the input and the output of the amplifier, the Miller theorem can be applied to divide the capacitance in two parts. The first capacitance is connected to the input and the second one to the output of the amplification stage. Miller capacitances are supposed to be connected to the gate and to the physical ground and between the drain and the physical ground; then, the load capacitance is now by equation 11.

$$C_L = C_{gs7} + C_{MI} \quad (11)$$

Where  $C_{MI}$  is known as Miller input capacitance,  $C_{MI}$  is denoted by equation 12.

$$C_{MI} = (1 + |A_2|) \quad (12)$$

And  $C_{MO}$ , the output miller capacitance, is denoted by equation 13.

$$C_{MO} = \left( 1 + \frac{1}{|A_2|} \right) \quad (13)$$

On the other hand, the drain node of  $M_7$  is characterized by  $R_2$  and  $C_2$ , where  $R_2 = R_1$ , because the current of polarization is the same.

$C_2$  is given by equation 14.

$$C_2 = C_{gd7} \left( 1 + \frac{1}{|A_2|} C_1 = 1.14 \text{ pF} \right) + C_{db7} + C_{db8} + C_{gd8} \quad (14)$$

Finally, the calculated values are  $R_1 = R_2 = 1502 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = 1.14 \text{ pF}$  and  $C_2 = 1.84 \text{ fF}$  [Vázquez, 2008], [Giurgiutiu, 2003].

### Frequency Response Analysis

The closed-loop gain of the opamp is described in terms of equation 15.

$$A_{CL} = \frac{A_{OL}}{1 + A_{OL}\beta} \quad (15)$$

Where  $A_{OL}$  is the open loop gain of the opamp.

The amplifier reaches stability, equation 16.

$$|A_{OL}\beta| = 1 \quad \text{and} \quad \angle A_{OL}\beta = \pm 180^\circ \quad (16)$$

Where  $\beta$  represents the amount of output signal that could be feedback and subtracted to the input of the amplifier; the highest possible value of  $\beta$  with amplification is given when  $\beta=1$  and this condition is achieved in the voltage follower configuration.

Figure 6 shows the Bode plots resulting from the simulations. These were performed using the Orcad® software, applying an input signal of 0.01 Hz up to 10 GHz, with 10-decade steps. In figure 6a, the system shows a unit gain (0dB), which corresponds to a phase angle of  $45^\circ$ , whereas figure 6b shows that the gain is -25.997dB, which means that the system does not require external compensation [Vázquez, 2008], [Razavi, 2001], [Giurgiutiu, 2010], [Schilling, 1999].

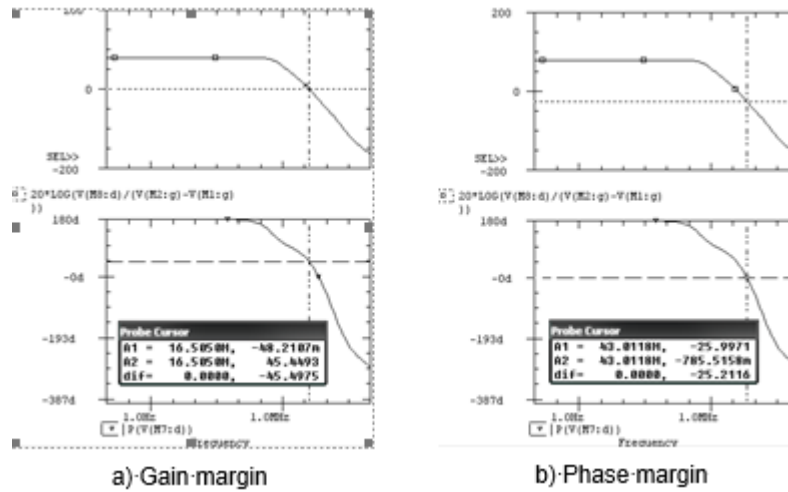


Figure 6 Bode plots.

### Opamp Characterization

One quality of the opamp is to reject a common signal (CMRR) applied to its two inputs and it is represented by the gain in common mode given by equation 17.

$$CMRR = 20 \log \left| \frac{A_v}{A_c} \right| = 20 \log \left| g_{m1} (r_{o2} \parallel r_{o4}) \cdot 2g_{m4} r_{o6} \right| \quad (17)$$

In figure 7 it can be noticed that  $CMRR = -42.92 \text{ dB}$ , which is a convenient value for a good performance of the amplifier. On the other hand, the power supply rejection ratio (PSRR) is used to describe the amount of noise that a voltage power supply of a particular device can reject (equation 18).

$$PSRR = A_{OL} / (v_{out} / v_{sin}) \quad (18)$$

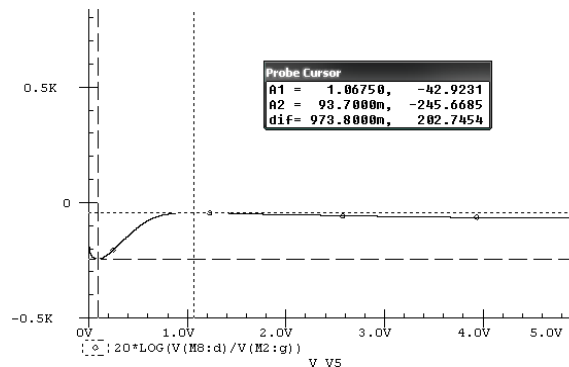


Figure 7 Common mode gain (CMRR) for an input signal applied (0 through 5 V, with 0.0001 V steps).



Where  $A_{OL}$  is the open-loop gain,  $v_{out}$  is output voltage and  $v_{sin}$  is input sinusoidal voltage; for this opamp PSRR = -3.704dB. Figure 8 shows the maximum cut frequency, where a  $f_{max}$  = 195 KHz can be noticed [Vázquez, 2008].

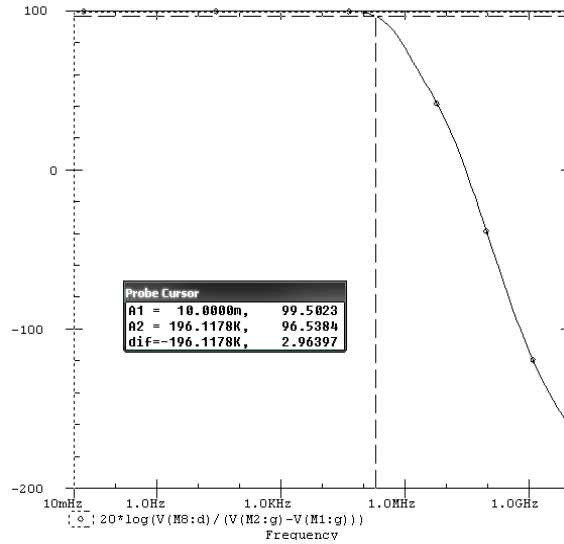


Figure 8 PSRR simulation.

### Gas sensor-Opamp Connection

It is well known that electrical properties of semiconductors have a tight dependence on temperature. In the case of semiconductor oxides, a ZnO thin film must reach temperatures close to 300 °C so the right adsorption and reduction processes can be correctly carried out in presence of oxidizing or reducing species. The main characteristic of a ZnO thin film is that the variation of its resistance is not a linear in presence of a reducing species such as CO. For this reason, the most of gas sensors are based on thin films of semiconductor oxides, this process is explained in detail in [González, 2005, 2006, 2013].

In figure 9, the behavior of a gas sensor can be observed. The gas sensor measurements were compared to simulations that were carried out using Matlab® and Orcad® softwares. The use of a 100MΩ resistance in series (voltage divider) with the gas sensor, allowed getting voltage values for different CO concentrations. Due to sensor resistance variation, it cannot be measured directly. For this reason, an opamp in voltage follower configuration is connected to the voltage divisor

output; this allows the interaction between the gas sensor and the load. In this case, the load is a variable gain amplifier (VGA).

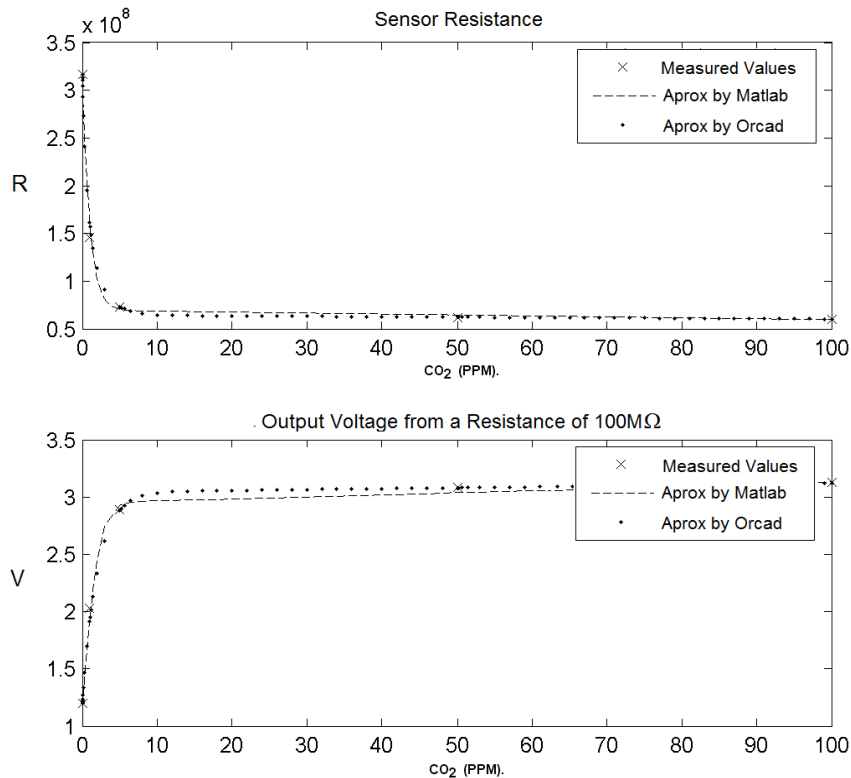


Figure 9 Variation of sensor resistance and voltage divider output potential for several  $CO_2$  concentrations.

Since the output in voltage mode of a voltage divisor has a logarithmic behavior, an output in a proportional voltage mode of  $CO$  concentration is desired. The VGA provides a linear variation of output voltage of the signal conditioning stage, with respect to a  $CO$  concentration variation. After analyzing the slope of the logarithmic plot, there are four regions where such variation of the plot is minimum. Therefore, the VGA has four possible changes in its gain (although there might be fifteen changes). Each of the four regions already mentioned have different slopes that must be interpreted. VGA lets every region to have the same slope; nevertheless, the slope increases or decreases the voltage value in each region, which means that it moves the whole region upwards or downwards. That is why compensation voltages are required. Compensation voltages are different in each region and they

depend on the gain. Voltages are added or subtracted to a whole region depending on whether the signal is amplified or attenuated, respectively [Vásquez, 2008].

The current follower circuit is connected to the VGA output with the purpose of avoiding any interaction with the load. Figure 10 shows the schematic circuit. It was designed with connections for external resistances, because external resistances can modify the gain. First and third terminals are designed for power supply connection. The second terminal is designed for connection of the 100 MΩ resistance,  $V_{div}$  is the output voltage of  $A_{s1}$ ; an input resistance  $R_1$  is connected to  $V_{div}$  and  $R_1$  terminals;  $V_c$  is the voltage that compensates the gain change of  $A_{gv}$ ;  $C_{v1,2,3,4}$  are control signals which determine feedback resistance. Feedback resistances  $R_f$  are connected between  $R_{f1,2,3,4}$  and  $V_{fb}$ . The output signal of  $A_{gv}$  is connected to the non-inverting output of the current follower  $A_{s2}$ .  $A_{s2}$  avoids the load to drain current to  $A_{gv}$ , and finally  $V_{out}$  is the output voltage of the circuit [Vásquez, 2008].

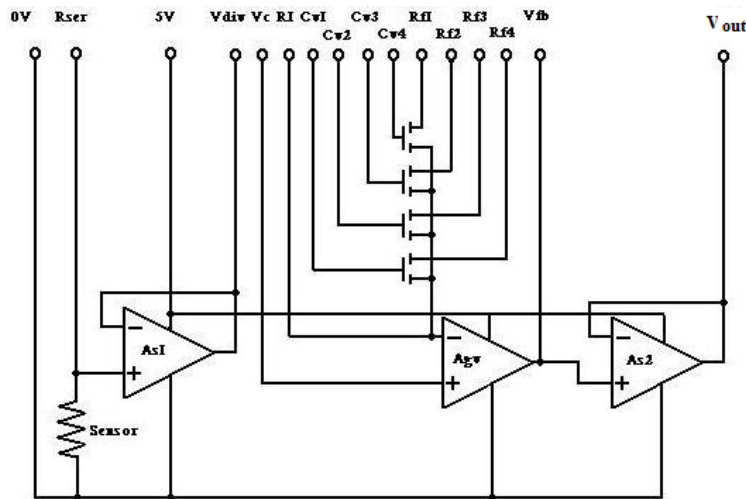


Figure 10 Schematic circuit developed.

#### 4. Discussion

The signal conditioning stage is very important, because sensor signal linearization is needed. The sensor's linear signal is taken to a standard range for right measurements. Signal conditioning stages must have a right approximation of the sensor's behavior. The approximations were developed by Matlab® using

recursive gradient method. However, Orcad® allows designing more accurate functions for the electrical behavior of the device, because resistive, capacitive and inductive elements are used. Nevertheless, the functions developed in Matlab® had problems when they were translated to Orcad®.

On the other hand, the use of PMOS instead of NMOS makes all the transistors not to work in a saturation mode, and it was observed that their behavior was unstable. The use of a logarithmic conditioning stage does not work because the constants defined in this stage are different from the sensor's response parameters; therefore, they do not eliminate each other. Finally, using a resistance of 100MΩ in series with the gas sensor allows obtaining voltage values for different CO concentrations. Since the sensor resistance variation cannot be measured directly, an opamp in current follower configuration is connected to the voltage divisor output, and generating the possibility of interaction between the gas sensor and the load. In this case, the load is a VGA. The realization of this on-chip device will be developed.

## 5. Conclusions

A three-stage opamp was designed, such stages are three opamps called A1, A2 and X1; since this circuit will have a special application, a lot of values were computed.

In realizing of the opamp design, it was divided in a differential pair (formed by  $M_1$  and  $M_2$  transistors), current load source (formed by  $M_3$  and  $M_4$  transistors), current mirror (formed by  $M_5$  and  $M_6$  transistors) and common source stage (formed by  $M_7$  and  $M_8$  transistors). Drain currents  $I_D$  and transistor dimensions as W and L were calculated. Opamp design was developed according to 0.5μm AMIS technology and the layout was developed by using L-Edit software by Tanner EDA. Simulations were developed using Matlab® and Orcad® softwares. Several characteristics of the opamp were analyzed, such as gain, small signal analysis, frequency response analysis; in addition, CMRR and PSRR were calculated.

Opamp design and calculations were based on basis of semiconductors, electrical physics, magnetism concepts, modeling and transistors performance. In addition,

frequency stability was applied. Computational techniques gave us a very reliable approximation of the performance and behavior of the opamp. The designed Opamp was developed according to a particular gas sensor whose surface resistance varies two orders of magnitude.

### **Acknowledgments**

This work was sponsored by UAEH.

## **6. Bibliography and References**

- [1] Behzad Razavi, Design of Analog CMOS Integrated Circuits, McGraw-Hill Higher Education, 2001.
- [2] Donald L. Schilling, Charles Belove, Tuvia Apelewicz, Raymond J. Saccardi, Electronic Circuits, Discrete and Integrated, Third Edition, McGraw-Hill Book Company, 1999.
- [3] Edgar Norman Vázquez Acosta, Diseño de etapa de amplificación y conversión A/D en un circuito integrado para un microsensor de gases (MEMS) inteligente. Master degree Thesis, UAEH, Mineral de la Reforma, Hidalgo, Mexico, 2008.
- [4] J. L. González Vidal, Alfredo Reyes Barranca y Wilfrido Calleja Arriaga, Technological Processes for Micro-Heater and Micro-Hot-Plate in the Implementation of a MEM Gas Sensor, 2nd International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE) and XI Conference on Electrical Engineering, Mexico City, Mexico, pp. 440-443, 2005.
- [5] J. L. González-Vidal, Alfredo Reyes Barranca, Wilfrido Calleja Arriaga, Juan Silva F e I. Juárez, Caracterización de la interfase de Polisilicio-ZnO, para un microsensor de gases micromaquinado, XXV Congreso Nacional Sociedad Mexicana de Ciencia y Tecnología de Superficies y Materiales, Zacatecas, Zacatecas, Mexico. September 2005.
- [6] José Luís González Vidal, Aplicación de Estructuras Micro-Electro-Mecánicas (MEMS) con Tecnología CMOS para Sensores de Parámetros Físicos. Ph D. Thesis, CINVESTAV-IPN, Mexico City, Mexico, 2006.

- [7] Paul R. Gray, Robert G. Meyer, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. Wiley and Sons, 2001.
- [8] R Jacob Baker, Harry W. Li and David E. Boyce, *CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation*, Willey-IEEE PRESS, 1997.
- [9] Roger T. Howe, Charles G. Sodini, *Microelectronics, an Integrated Approach*, Prentice Hall, pp 176-179, 1996.
- [10] Victor Giurgiutiu, Sergey Edgard Lyshevsky, *Micromechatronics. Modelling, Analysis, and Design with MATLAB®*, CRC PRESS, 2003.
- [11] Yannks P. Tsviois., *Operation and Modeling of the MOS Transistor*, 2nd ed, Oxford University press, 1999.

# **TÉCNICA DE CONMUTACIÓN SUAVE PARA UN CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR DOBLE CON APLICACIONES EN ILUMINACIÓN**

***Pablo Israel Guzmán Tafoya***

Tecnológico Nacional de México en Celaya

*M1503104@itcelaya.edu.mx*

***Nimrod Vázquez Nava***

Tecnológico Nacional de México en Celaya

*n.vazquez@ieee.org*

***René Osorio Sánchez***

Universidad de Guadalajara

*rene.osorio@profesores.valles.udg.mx*

## **Resumen**

En este artículo se presenta una técnica de conmutación suave para el convertidor Reductor-Elevador Doble (CRED) con aplicación en lámparas LED. El convertidor consta de un convertidor Reductor-Elevador de dos etapas que presenta un interruptor principal y salida positiva. La primera etapa, conectada a la red eléctrica, contiene un inductor que opera en modo de conducción discontinua (MCD), permitiendo alcanzar naturalmente un factor de potencia elevado. La segunda etapa busca mejorar la respuesta dinámica de la corriente en la lámpara LED de 69 W trabajando en modo de conducción continua (MCC), obteniendo así, un rizo de corriente pequeño a la salida del convertidor. La topología, al ser una integración de dos convertidores, presenta una concentración de esfuerzos en el interruptor cuando se activa con conmutación dura. La técnica de conmutación suave propuesta consiste en un snubber activo de voltaje y un snubber pasivo de corriente que busca modificar las señales en el transistor, de voltaje en el apagado

y de corriente en el encendido. Simulaciones en el software PSim son utilizadas para demostrar el funcionamiento de los circuitos auxiliares.

**Palabras Claves:** Corriente, interruptor, reductor-elevador, snubber, voltaje.

## **Abstract**

*In this paper, a soft switching technique for a LED driver based on an Integrated Double Buck-Boost (IDBB) converter is presented. The converter is a two-stage cascade Buck-Boost topology featuring a single main switch and positive voltage output. The first stage is connected to the grid and it is operated in discontinuous conduction mode (DCM); working in this way a high power factor is naturally achieved. The second stage is used to improve the dynamic performance of the LED current and works in continuous conduction mode (CCM), which allows a low output current ripple in a 69W LED lamp. As an integrated converter, the power losses of the two stages are concentrated in the single transistor, when it is in hard switching. The proposed soft switching technique consists on a lossless voltage active snubber and a current passive snubber, which allows that the converter switches at zero voltage at the turn off, and in zero current at during the turn on. A comparison between hard switching and soft switching techniques is made based on a PSim simulation.*

**Keywords:** Buck-boost, current, snubber, switch, voltage.

## **1. Introducción**

La iluminación LED se ha convertido en una fuente confiable de luz por sus características como el tiempo de vida que presentan sus componentes, el empaquetado pequeño y libre de mercurio y las eficiencias elevadas [Zhou, 2008], [Bo, 2009]. A pesar de los rasgos positivos que las lámparas LED presentan, deben contar con un convertidor que asegure las especificaciones correctas como un factor de potencia elevado y una corriente constante para evitar cambios bruscos en la iluminación.

Se han propuesto diferentes soluciones para mantener un factor de potencia elevado. Circuitos pasivos y activos se han encontrado como respuestas. De igual



manera, para reducir la intermitencia de la luz, se aplican circuitos que entregan rizados de corriente pequeños y sin grandes variaciones [Gobbato, 2016], [Kim, 2017].

El CRED logra obtener el factor de potencia elevado con un componente pasivo operado en modo de conducción discontinua. La salida del convertidor ofrece un rizo de corriente pequeño debido a la integración de un segundo convertidor Reductor-Elevador alimentado por la primera etapa. El convertidor consta de un interruptor, tres diodos, dos inductores y dos capacitores (figura 1) [Alonso, 2012]. La topología presenta la limitación causada por el interruptor principal. Este elemento une ambas partes del circuito acumulando las pérdidas de potencia en el mismo debido a que el voltaje y la corriente de ambos subcircuitos concurren en este punto en particular.

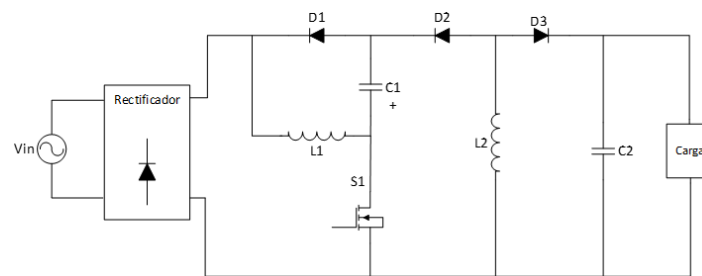


Figura 1 Esquemático del CRED.

Para reducir el esfuerzo en el transistor, circuitos auxiliares como snubbers o clamps pueden ser utilizados. Este tipo de arreglos modifican o limitan las señales de voltaje y corriente. Redes de este tipo pueden llegar a ser activas o pasivas ayudan al interruptor a conseguir una conmutación suave sin alterar las características que presenta el sistema.

Existen, de igual manera, circuitos snubber disipativos y sin pérdidas. Los primeros usan elementos como resistencias en donde se disipa la energía, causando una disminución en la eficiencia del sistema. Las redes sin pérdidas utilizan elementos almacenadores de energía que reciclan la misma dentro del circuito. Sin embargo, existen topologías que pueden causar problemas, como los que utilizan inductancias acopladas. Si éstas no están correctamente acopladas la

inductancia de dispersión puede generar problemas con sobretiros de voltajes [Tseng, 1998], [Marshall, 2006], [Zhao, 2011]; [Mohammadi, 2015], [Konishi, 2007], [Yao, 2002], [Chu, 2010], [Fujiwara, 1999], [Choe, 2014]. Los circuitos sin pérdidas son preferidos por la eficiencia que permiten alcanzar.

En este artículo se presenta un snubber activo de voltaje y un snubber pasivo de corriente para el CRED que permitirá disminuir las pérdidas en el interruptor al modificar el encendido y el apagado del mismo. Es importante recalcar que, a pesar de que se mejora el rendimiento del interruptor al reducir las pérdidas por conmutación, el precio por pagar es que se agregan más elementos al sistema.

La red snubber propuesta, al igual que el CRED son explicados en detalle en la sección 2, mientras que en la sección 3 se presentan resultados de simulación, en la sección 4 resultados experimentales son mostrados y finalmente es redactada una conclusión.

## **2. Métodos**

### **Convertidor Reductor Elevador Doble**

En la figura 1 se muestra el convertidor CRED, conectado a la línea eléctrica, que se compone de dos etapas Reductor-Elevadoras integradas compartiendo el interruptor principal.

La primera etapa consiste de un rectificador de onda completa y un convertidor Reductor-Elevador flotado. Esta primera parte reducirá el rizo de voltaje para la alimentación del segundo subcircuito mientras asegura un factor de potencia elevado debido al inductor que opera en modo de conducción discontinua. El inductor  $L_1$ , el capacitor  $C_1$  y el diodo  $D_1$  conforman la primera etapa. El segundo segmento y la salida de la topología está conformada por el inductor  $L_2$ , el capacitor  $C_2$  y el diodo  $D_3$ . El interruptor  $S_1$  y el diodo  $D_2$  sirven como eslabones para la unión de ambos subcircuitos.

El convertidor consta de tres modos de operación. Los subcircuitos se muestran en la figura 2 mientras que las formas de onda esperadas se observan en la figura 3. Al encender el interruptor  $S_1$  en  $t_0$  se genera el primer modo de operación. El inductor  $L_1$  se carga con el voltaje rectificado de entrada mientras que el capacitor

$C_1$  descarga la energía almacenada en  $L_2$  y el capacitor  $C_2$  entrega voltaje a la carga. El segundo modo de operación entra en funcionamiento cuando  $S_1$  se apaga en  $t_2$ . En ese instante, el diodo  $D_1$  se polariza directamente permitiendo que el inductor  $L_1$  se descargue sobre el capacitor  $C_1$  y el inductor  $L_2$  se descarga igualmente sobre el capacitor  $C_2$  con la polarización directa del diodo  $D_3$  y el apagado del diodo  $D_2$ . El tiempo  $D_2T$  es el tiempo de descarga del inductor  $L_1$ .

El circuito entra en el tercer modo de operación cuando el inductor  $L_1$  se descarga completamente en  $t_2$ , terminando en  $t_3$ . El diodo  $D_3$  se polariza directamente y el voltaje sobre el interruptor  $S_1$  es la suma de los voltajes en  $C_1$  y  $C_2$ .

Las ecuaciones de diseño se pueden encontrar en [Alonso, et. al., 2012].

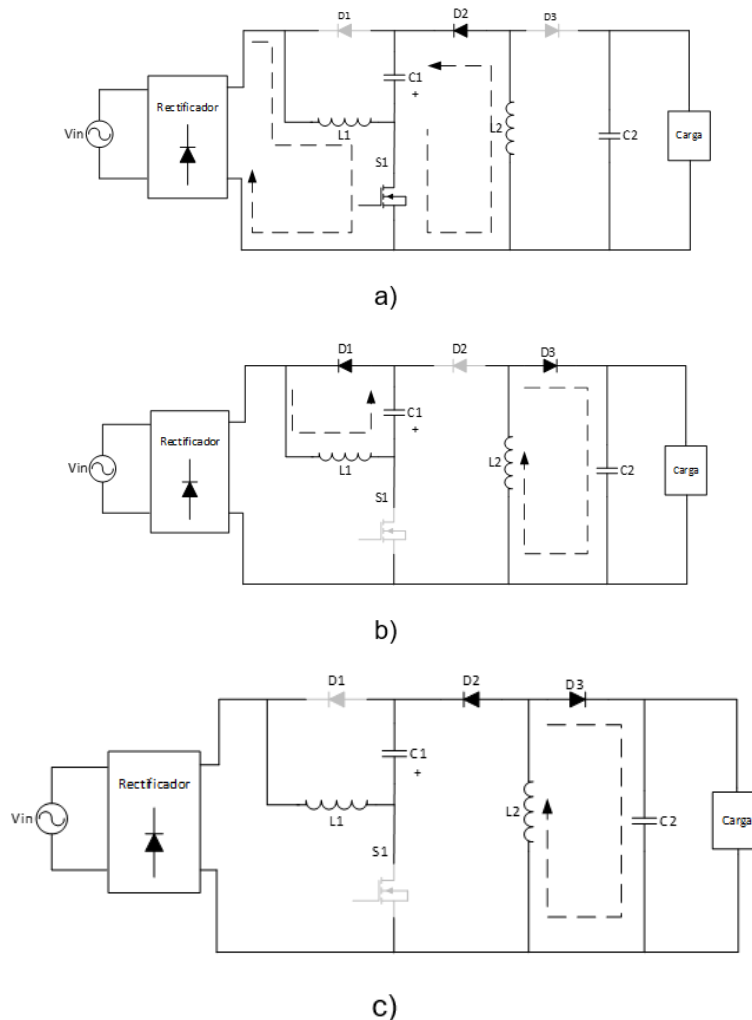


Figura 2 Modos de operación.

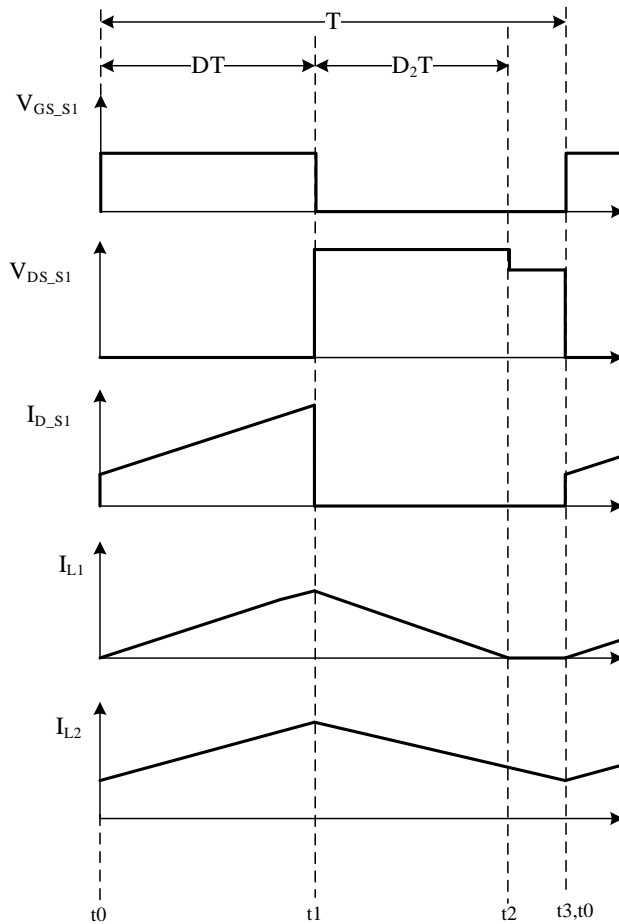


Figura 3 Formas de onda de convertidor.

Con el objetivo de aliviar las pérdidas por conmutación en el interruptor  $S_1$ , se presenta el diseño de redes snubber pasiva y activa, que se muestra en figura 4 y las formas de onda esperadas, que se pueden apreciar en la figura 5.

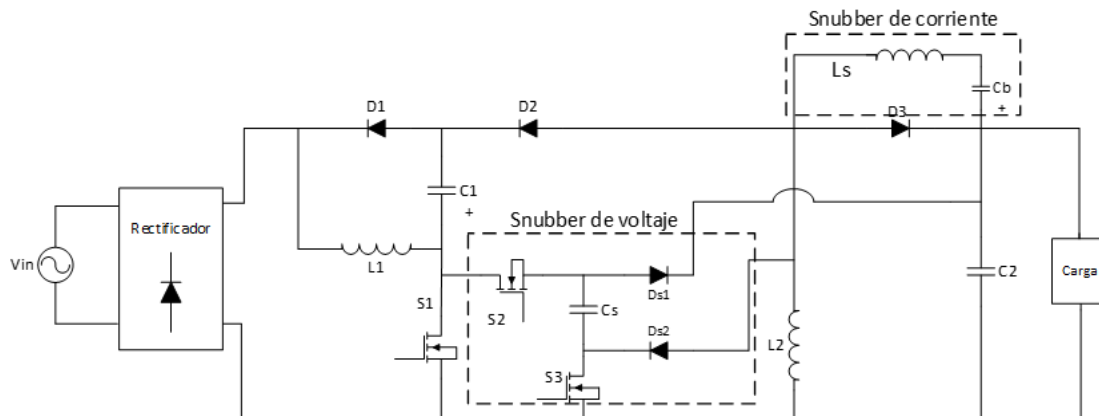


Figura 4 Convertidor Reductor Elevador Doble con redes snubber.

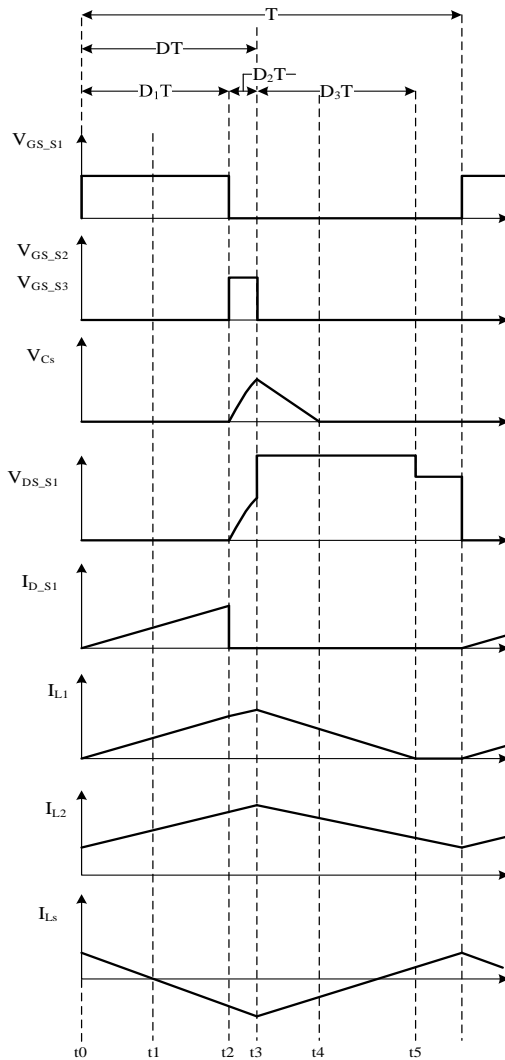


Figura 5 Formas de onda esperadas del convertidor con redes snubber.

### Convertidor Reductor-Elevador Doble con snubbers

El snubber activo de voltaje está compuesto de dos interruptores auxiliares,  $S_2$  y  $S_3$ , dos diodos,  $D_{s1}$  y  $D_{s2}$ , y el capacitor  $C_s$ .

El circuito de snubber de voltaje comienza a funcionar en el momento en que  $S_1$  se apaga. En ese instante los interruptores  $S_2$  y  $S_3$  se encienden permitiendo un flujo de corriente a través del capacitor  $C_s$ , como se muestra en la figura 6b. El voltaje en el capacitor  $C_s$  se incrementa con respecto a las corrientes en  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_s$  y el ciclo de trabajo  $D_2$ , ecuación 1.

$$C_s = \frac{(i_{L1} + i_{L2} - i_{Ls})D_2T}{\Delta V_{C_s}} \quad (1)$$

Donde  $\Delta V_{Cs}$  es el voltaje máximo al que se cargará dicho capacitor y  $D_2T$  es el tiempo en el que los interruptores  $S_2$  y  $S_3$  permanecen encendidos.

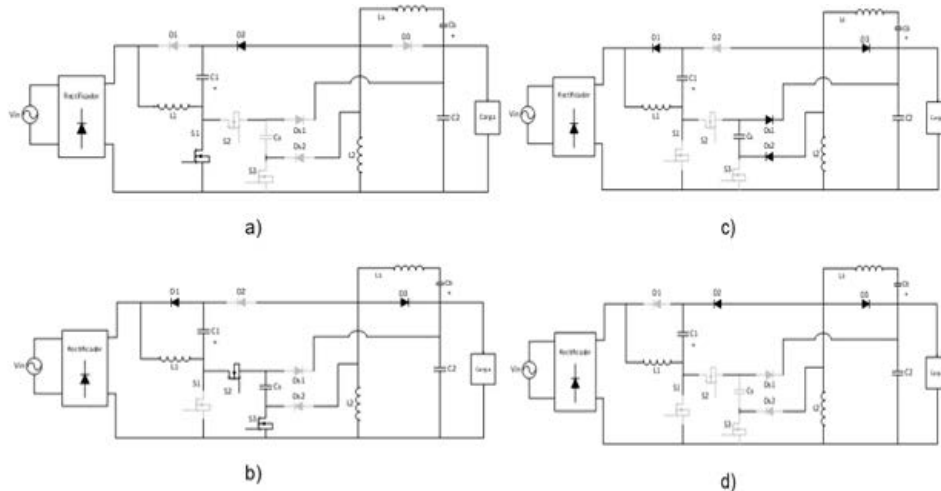


Figura 6 Modos de operación del circuito con snubbers.

Definiendo el valor de la capacitancia de  $C_s$ , se encuentra el tiempo necesario de encendido para los interruptores  $S_2$  y  $S_3$  como se muestra en ecuación 2.

$$D_2 = \frac{C_s \Delta V_{Cs}}{(i_{L1} + i_{L2} - i_{Ls})T} \quad (2)$$

El capacitor  $C_s$  se cargará al valor del voltaje de salida  $V_{C2}$  debido a la activación de  $D_{s1}$  a menos que los interruptores sean apagados antes de alcanzar este voltaje debido al cambio en baja frecuencia de la corriente en el inductor  $L_1$ . Los interruptores auxiliares deben sincronizar su activación con el interruptor principal. Cuando el interruptor  $S_1$  es apagado los interruptores auxiliares  $S_2$  y  $S_3$  son encendidos y el inductor  $L_1$  permanece en el estado de carga. Para el ciclo de trabajo actual del interruptor se deben considerar ambas señales de control, del interruptor principal y de los interruptores auxiliares, ecuación 3.

$$D = D_1 + D_2 \quad (3)$$

Una vez apagados los tres interruptores el diodo  $D_3$  se enciende y la corriente del inductor  $L_2$  fluye a través de los diodos  $D_{s1}$  y  $D_{s2}$  descargando el capacitor  $C_s$  figura 6c.

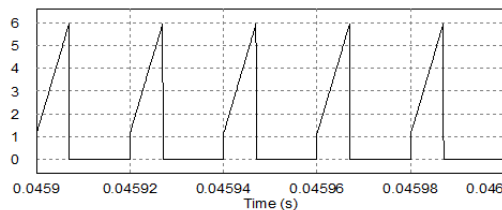
El snubber de corriente se utiliza de manera que se anule la corriente del inductor  $L_2$ , que opera en MCC, sobre el interruptor  $S_1$ . El circuito, conformado por  $L_s$  y  $C_b$ , permite la carga del inductor  $L_2$  mientras el inductor  $L_s$  se descarga, figura 6a, figura 6d. Debido a que los voltajes promedios de  $C_b$  y  $C_2$  son iguales, el inductor  $L_s$  se ve afectado únicamente por el voltaje de capacitor  $C_1$ , ecuación 4.

$$L_s = \frac{V_{C1}DT}{\Delta I_{L_s}} \quad (4)$$

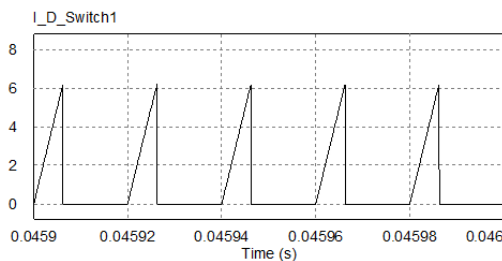
En el tiempo  $t_1$  el flujo de corriente carga al inductor  $L_s$  nuevamente pero con una corriente que fluye en sentido contrario.

### 3. Resultados

En esta sección se presentan los resultados de simulación en PSim. Cabe mencionar que la acción de las resistencias en serie equivalentes de los elementos inductivos y capacitivos tienen un efecto despreciable en la simulación. En la figura 7 se muestra la corriente a través del interruptor  $S_1$ . En a) se observa la corriente en el modo conmutación dura que es el resultado de la suma de las corrientes de los inductores  $L_1$  y  $L_2$ , mientras que en b) se presenta la técnica de conmutación suave en la que se minimiza el efecto de la corriente proveniente del inductor  $L_2$ .



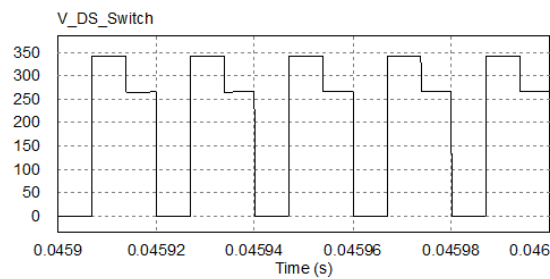
a) Conmutación dura



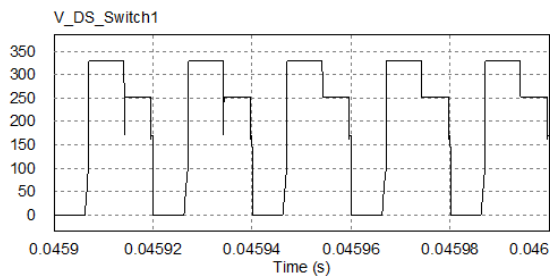
b) Conmutación suave

Figura 7 Corriente en Drain de interruptor  $S_1$ .

La figura 8 muestra el voltaje Drain-Source del interruptor  $S_1$ . En figura 8a, se observa el voltaje en conmutación dura, cuando el voltaje inicia en un valor elevado, por su parte, la figura 8b despliega el voltaje en conmutación suave en donde éste tiene una pendiente menos pronunciada debido a la carga del capacitor  $C_s$  y el hecho de que el mismo capacitor se encuentra en paralelo con el interruptor  $S_1$ .



a)



b)

Figura 8 Voltaje Drain-Source de interruptor  $S_1$ .

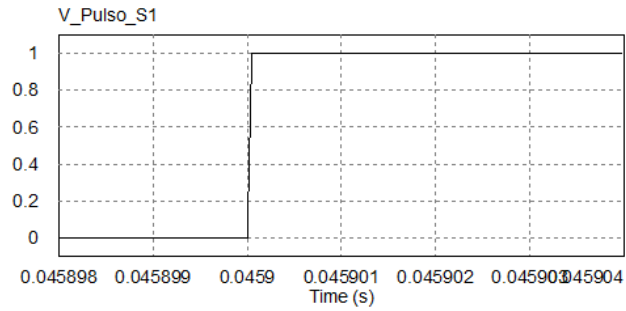
En la figura 9 se muestra un acercamiento en la señal de activación del interruptor  $S_1$  en su flanco positivo en a) y en b) el voltaje y la corriente en el encendido del mismo interruptor. En la figura 10 se puede apreciar la señal de activación del interruptor  $S_1$  en su flanco descendente en a) y en b) el voltaje y la corriente en el apagado de dicho interruptor.

En la figura 11 se observan las formas de la corriente en los inductores  $L_2$  y  $L_s$  en la topología con la red snubber.

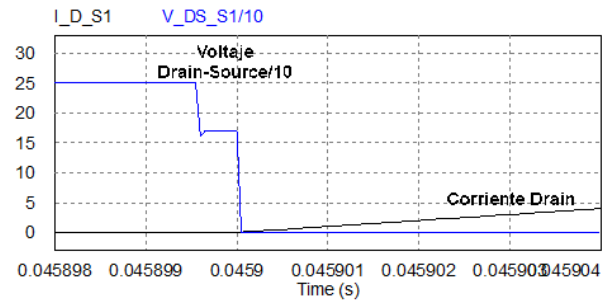
La figura 12 muestra el voltaje del capacitor  $C_s$  mientras que en la figura 13 se observan las señales de activación de los interruptores  $S_1$ ,  $S_2$  y  $S_3$ .

En la tabla 1 se aprecian los valores utilizados para la simulación del convertidor.



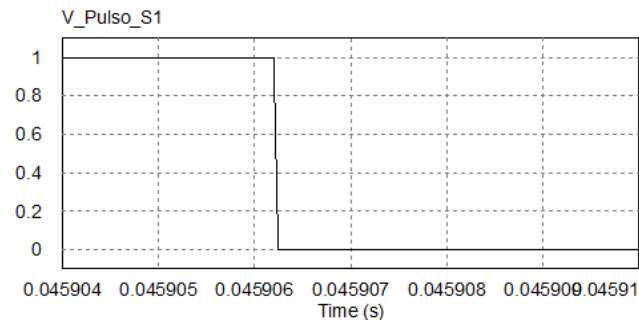


a)

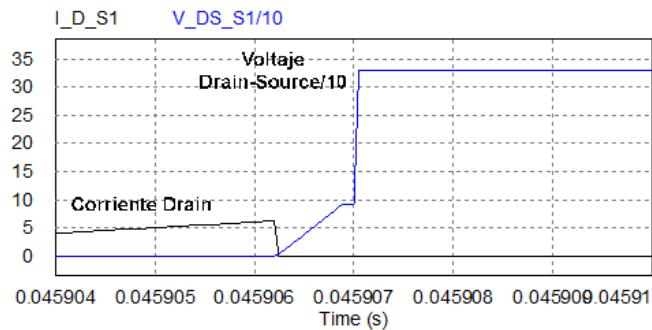


b)

Figura 9 Flanco ascendente de señal de activación interruptor  $S_1$  y voltaje drain-source.

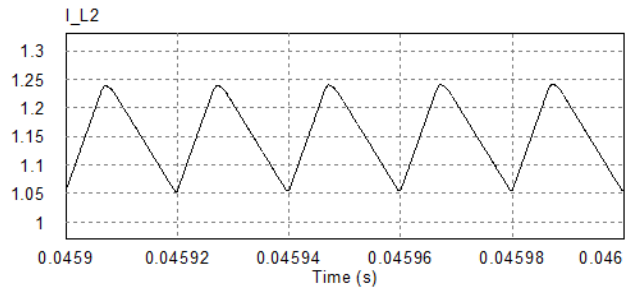


a)

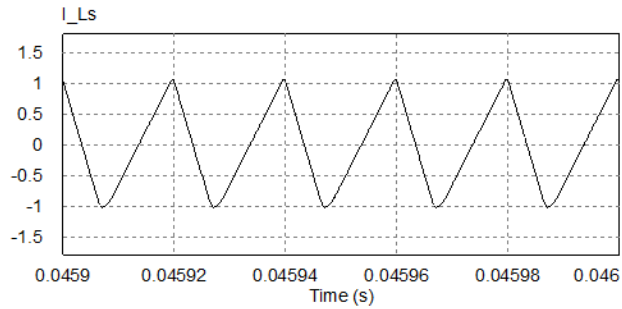


b)

Figura 10 Flanco descendente de señal de activación interruptor  $S_1$  y voltaje drain-source.



a)



b)

Figura 11 Corrientes de los inductores.

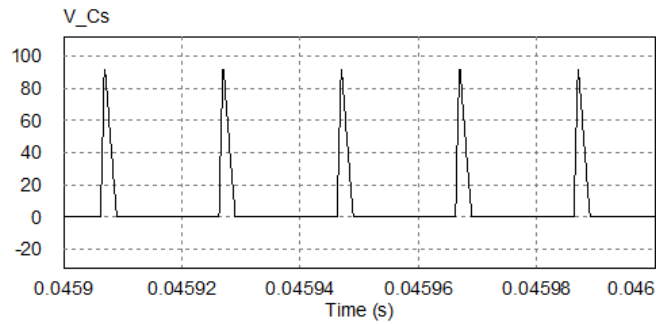


Figura 12 Carga y descarga del capacitor Cs.

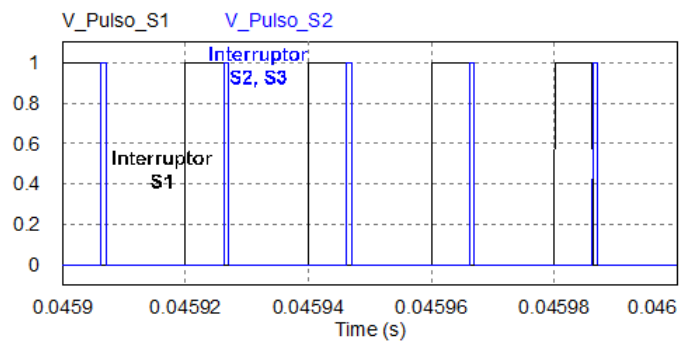


Figura 13 Señales de activación del interruptor.

Tabla 1 Valores de los elementos utilizados en la simulación del convertidor.

Elementos	Valor	Unidades
L1	256	$\mu$ H
L2	5.6	mH
Ls	500	$\mu$ H
C1	100	$\mu$ F
C2	10	$\mu$ F
Cs	47	nF
Cb	10	$\mu$ F
Carga	122	$\Omega$
Vin	120, 60	Vrms, Hz
F_interrupt	50	kHz

#### 4. Discusión

La presente técnica de reducción de esfuerzos permite disminuir las pérdidas por conmutación en el CRED debido a la modificación de las señales de voltaje y corriente, permitiendo alcanzar la conmutación con corriente cero y voltaje cero.

#### 5. Conclusiones

Los convertidores de potencia con aplicaciones para iluminación LED deben satisfacer ciertas necesidades como un factor de potencia elevado o un rizo de corriente pequeño en la salida. El convertidor que aquí se presenta cumple ambas características antes mencionadas, con la limitación de la concentración de esfuerzos debido a su naturaleza como topología integrada. La solución propuesta es la implementación de una red snubber sin pérdidas que permita la conmutación suave del interruptor y, con esto, disminuir las pérdidas por conmutación sin afectar el rendimiento del convertidor.

Los resultados de simulación corroboran el funcionamiento del circuito al modificar las señales de conmutación dura a conmutación suave. Ésta también muestra que al agregar elementos como las resistencias en serie equivalentes de los componentes utilizados no se modifica la operación de la topología.

Es importante recalcar que la conmutación suave permite mejorar el rendimiento de la topología al disminuir las pérdidas por conmutación. Sin embargo, al agregar más elementos se espera una disminución en la eficiencia y un incremento en el costo de un prototipo.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] C. Gobatto, S. V. Kohler, I. H. de Souza, G. W. Denardin, J. de Pelegrini Lopes, Integrated topology of DC converter for street lighting system based on LED modular drivers, 2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), Curitiba, pp. 1-6, 2016.
- [2] Ching-Jung Tseng, Chern-Lin Chen. A passive lossless snubber cell for nonisolated PWM DC/DC converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 4, pp. 593-601, 1998.
- [3] Enhui Chu, Weiyu Hu, Jinxing Gong, Rui Hou, Mutsuo Nakaoka, A novel high frequency ZVS-PWM boost DC-DC converter with auxiliary resonant snubber, 2010 International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS), Chengdu, pp. 576-580, 2010.
- [4] H. C. Kim, M. C. Choi, S. Kim, D. K. Jeong., An AC–DC LED Driver With a Two-Parallel Inverted Buck Topology for Reducing the Light Flicker in Lighting Applications to Low-Risk Levels, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 5, pp. 3879-3891, 2017.
- [5] H. J. Choe, Y. C. Chung, C. H. Sung, J. J. Yun, B. Kang, Passive Snubber for Reducing Switching-Power Losses of an IGBT in a DC–DC Boost Converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 12, pp. 6332-6341, 2014.
- [6] J. M. Alonso, J. Vina, D. G., Vaquero, G. Martinez, R. Osorio. Analysis and Design of the Integrated Double Buck–Boost Converter as a High-Power-Factor Driver for Power-LED Lamps. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 4, pp. 1689-1697, 2012.
- [7] J. Marshall, M. Kazerani, A Novel Lossless Snubber for Boost Converters, 2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Montreal, Que., pp. 1030-1035, 2006.
- [8] Kaiwei Yao, F. C. Lee, Yu Meng, Jia Wei, Tapped-inductor buck converters with a lossless clamp circuit, APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335), Dallas, TX, pp. 693-698, 2002.

- [9] K. Fujiwara, H. Nomura, A novel lossless passive snubber for soft-switching boost-type converters, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 6, Noviembre 1999, pp. 1065-1069.
- [10] K. Zhou, J. G. Zhang, S. Yuvarajan, D. F. Weng. Quasi-Active Power Factor Correction Circuit for HB LED Driver. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1410-1415, 2008.
- [11] M. Mohammadi, E. Adib, M. R. Yazdani, Family of Soft-Switching Single-Switch PWM Converters With Lossless Passive Snubber, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 6, pp. 3473-3481, 2015.
- [12] Y. Zhao, W. Li, Y. Deng, X. He., High step-up boost converter with passive lossless clamp circuit for non-isolated high step-up applications, *IET Power Electronics*, vol. 4, no. 8, pp. 851-859, 2011.
- [13] Yoshihiro Konishi, Yung-Fu Huang, Soft-switching buck boost converter using passive snubber composed of pulse current regenerative resonant circuit, *INTELEC 07 - 29th International Telecommunications Energy Conference*, Roma, pp. 886-890, 2007.
- [14] Zhang Bo, Yang Xu, Xu Ming, Chen Qiaoliang, Wang Zhaoan. Design of Boost-Flyback Single-Stage PFC converter for LED power supply without electrolytic capacitor for energy-storage. 2009 *IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Wuhan, pp. 1668-1671, 2009.

# DISEÑO Y SIMULACIÓN DE RODILLA MECÁNICA MONOCÉNTRICA

***José Alexis Hernández Aguilar***

Universidad Veracruzana, Campus Xalapa

*alexis\_9319@hotmail.com*

***Ervin Jesús Álvarez Sánchez***

Universidad Veracruzana, Campus Xalapa

*eralvarez@uv.mx*

***Andrés López Velázquez***

Universidad Veracruzana, Campus Xalapa

*andlopez@uv.mx*

## **Resumen**

En este trabajo se presenta una propuesta de diseño mecánico de una rodilla monocéntrica, con la finalidad de que posteriormente sea implementada en una prótesis transfemoral que pueda ser utilizada por personas de bajos recursos. El diseño mecánico de la articulación de rodilla se realiza mediante el software Autodesk Inventor ® y tiene como requisito alcanzar como mínimo un ángulo de flexión de 93°, que es uno de los requerimientos básicos de una prótesis para su adecuado funcionamiento. Mediante simulaciones numéricas, se verifica el ángulo máximo que puede flexionarse la articulación de rodilla, así como las fuerzas que actúan sobre la rodilla si se construye de plástico ABS utilizando una impresora 3D. Los resultados obtenidos muestran las ventajas y desventajas de utilizar este material en una prótesis de rodilla.

**Palabras Claves:** Articulación, diseño mecánico, prótesis, rodilla, transfemoral.

## **Abstract**

*In this paper a mechanical design for a monocentric prosthetic knee that will be implemented in a transfemoral prosthesis for low-income people is presented. The*

*knee joint mechanical design is made by Autodesk Inventor ® and has a requirement to reach at least 93° bending angle, which is one of the basic requirements of a prosthesis for their proper functioning. By means of numerical simulations, the maximum angle reached by the knee joint is verified. Also the forces acting on the prosthetic knee if is build in ABS plastic, using a 3D printer, are simulated. The results show the advantages and disadvantages of employing this material in a prosthetic knee.*

**Keywords:** *Articulation, knee, mechanical design, prosthesis, transfemoral.*

## **1. Introducción**

La prótesis de articulación de rodilla es uno de los componentes protésicos más complejos que existen, ya que imitar el comportamiento de una rodilla humana se dificulta por su estructura anatómica, además de que es de vital importancia para que el paciente vuelva a caminar. Es por esto, que es necesario el seleccionar la más adecuada, ya que existen distintas clasificaciones acordes a las necesidades del paciente.

La principal clasificación de las prótesis de rodilla radica en su nivel de control, ya que pueden ser mioeléctricas o mecánicas, ambas con ventajas y desventajas. Las prótesis mioeléctricas se basan en el concepto de que los músculos del cuerpo al contraerse o flexionarse, producen una pequeña señal eléctrica de entre 5 a 20 V, que es creada por la interacción química en el cuerpo. Sin embargo, debido al nivel de instrumentación que se requiere [Torrealba et al, 2010], el costo que llegan a tener este tipo de prótesis es considerable [Murthy, 2015] y requieren de un plan de mantenimiento regular [González, 2005].

Las prótesis mecánicas son las más accesibles para los pacientes, debido a que necesitan menor mantenimiento que las prótesis mioeléctricas y tienen un menor costo, sin embargo, se requiere ejercer una fuerza mayor para realizar movimientos. Además, en la fase de apoyo del talón la rodilla no se debe flexionar y en la fase final, el usuario de la prótesis debe ser capaz de flexionarla.

Otras formas de clasificar las prótesis son a través del movimiento cinemático que presenta el eje de rotación, ya que puede ser monocéntrico o policéntrico [Näder,

2003]. Las rodillas policéntricas son las que realiza un movimiento combinado de giro y traslación por su multiaxialidad, en el cual el punto de giro cambia la posición dependiendo en donde se encuentre en la posición de flexión. [Näder, 2003]. Este tipo de rodillas tienen usualmente un mecanismo de 4 barras para proporcionar mayor estabilidad al paciente [Menghini, 2015], sin embargo la mayoría están contruidos de materiales metálicos, lo cual se ve reflejado en el incremento de peso de las prótesis, lo que hace primordial realizar simulaciones numéricas para evaluar la resistencia a cargas utilizando el método de elementos finitos [Vega, 2015], aunque cabe aclarar que estos análisis de esfuerzos también deben realizarse aún cuando los materiales utilizados sean plásticos [Rodríguez et al, 2016].

En el caso de las rodillas monocéntricas, estas presentan un movimiento similar al de una bisagra, es decir, la rotación se presenta solo en el plano sagital y su eje articular está ubicado atrás del eje de carga, con la finalidad de evitar que la rodilla se flexione cuando el pie toque el suelo por primera vez [García, 2007]. Además, este tipo de rodilla contiene un elemento que ayuda a absorber la energía durante la fase de apoyo y extender la prótesis durante la fase de balanceo [Torrealba et al, 2010]. La geometría básica de este mecanismo es un triángulo con dos lados constantes, mientras que el tercero, que es el que generalmente realiza la tarea de extender la pierna, varía de forma proporcional al ángulo de flexo-extensión [Nájera, 2013]. Lo anterior, se puede reforzar mediante un análisis cinemático para determinar las trayectorias del mecanismo, los ángulos y desplazamiento del actuador utilizado en la rodilla [Valencia et al, 2017]. Este tipo de clasificaciones cinemáticas se encuentra relacionado directamente con el ciclo de la marcha, el cual es un proceso cíclico en donde el centro de gravedad se mueve hacia adelante por efecto del movimiento armónico de las extremidades inferiores e indirectamente con ayuda de las extremidades superiores al balancear los brazos. El ciclo de la marcha puede dividirse en dos fases: apoyo y balanceo, o en tres intervalos sobre el plano sagital, en los cuales se da a conocer el ángulo que logra la rodilla [Sánchez et al, 2006]. Estos intervalos representan el movimiento de las articulaciones y son:



- Entre el contacto del talón con el suelo y el punto medio de apoyo. Este intervalo se subdivide en 4 etapas, las cuales se explican en la tabla 1 y se muestran en la figura 1.
- Entre el apoyo medio y el despegue del pie del suelo. Este intervalo se subdivide en 3 fases, dadas en la tabla 2 y mostradas en la figura 2.
- En la etapa de balanceo. Se subdivide en dos etapas, dadas en la tabla 3 y mostradas en la figura 3.

Tabla 1 Movimientos de la rodilla en el intervalo 1.

Etapa	Movimiento de la rodilla
Inmediatamente antes del contacto del talón con el suelo	La articulación de la rodilla se encuentra en completa extensión.
Simultáneamente con el contacto del talón con el suelo.	La articulación de la rodilla comienza a flexionarse y continúa hasta que la planta del pie esté plana en el suelo.
Inmediatamente después de haber alcanzado la posición plana del pie.	La rodilla tiene aproximadamente un ángulo de 20° de flexión y comienza a extenderse.
En el apoyo medio	La rodilla tiene aproximadamente un ángulo de 10° de flexión y continúa extendiéndose.

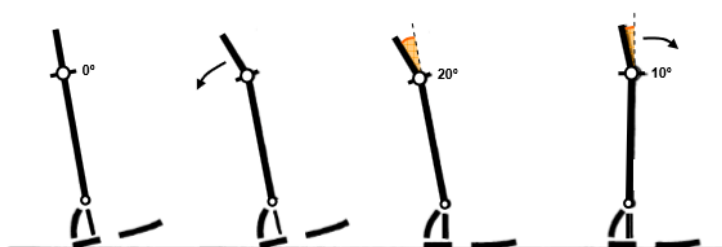


Figura 1 Primer intervalo de movimiento de la rodilla [Hernández, 2008].

Tabla 2 Movimientos de la rodilla en el intervalo 2.

Etapa	Movimiento de la rodilla
En el apoyo medio	La rodilla tiene aproximadamente un ángulo de 10° de flexión y continúa extendiéndose.
Inmediatamente antes de que el talón pierda contacto con el suelo.	La rodilla está a 4° de la extensión completa.
Entre el despegue del talón y el de los dedos.	La articulación de la rodilla se mueve de una extensión casi completa a 40° de flexión.

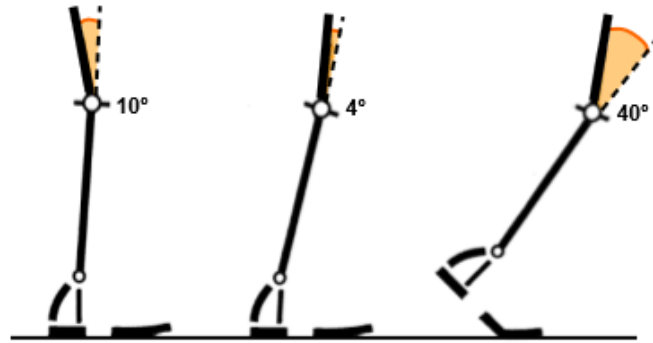


Figura 2 Segundo intervalo de movimiento de la rodilla [Hernández, 2008]

Tabla 3 Movimientos de la rodilla en el intervalo 3.

Etapa	Movimiento de la rodilla
Entre el despegue del pie y la parte media de la etapa de balanceo.	La rodilla se flexiona de una posición inicial de aproximadamente 40° a un ángulo de máxima flexión de aproximadamente 65°
Entre la parte media de la etapa de balanceo y el contacto del talón.	La rodilla se extiende casi completamente hasta el último instante de la etapa de balanceo.

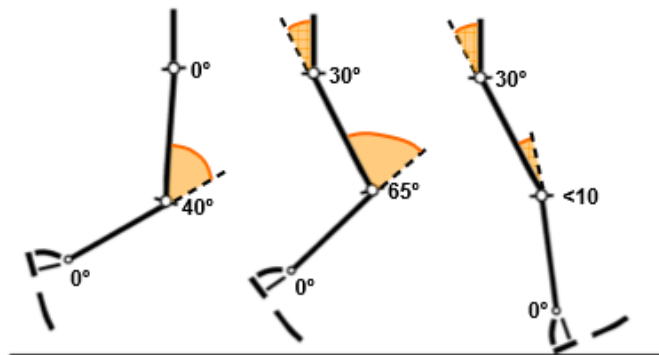


Figura 3 Tercer intervalo de movimiento de la rodilla [Hernández, 2008].

Los movimientos realizados por la rodilla durante la marcha requieren de una flexión-extensión que abarca un rango de 0° a 65° aproximadamente, sin embargo existen otros movimientos relacionados con las actividades cotidianas, los cuales requieren de otros ángulos de flexión para llevarse a cabo. El rango angular y la actividad que lo requiere se muestran en la tabla 4.

Tabla 4 Rangos angulares para la rodilla dependiendo de la actividad [Nordin, 2001].

Actividad	Rango angular
Caminar	0 - 67°
Subir escalones	0 - 83°
Bajar escalones	0 - 90°
Sentarse	0 - 93°
Probarse un zapato	0 - 106°
Subir un obstáculo	0 - 117°

Utilizando la información expuesta y estos rangos lo siguiente es proponer un diseño mecánico para la prótesis de rodilla.

## 2. Métodos

En esta sección se presenta la propuesta de diseño de una rodilla monocéntrica, la cual cumple con los requerimientos para los intervalos de marcha y rangos angulares, incluyendo las características mecánicas que deben cumplirse para un adecuado funcionamiento de la marcha. Con la finalidad de llevar a cabo un adecuado diseño mecánico, se utilizó el software Inventor®, mediante el cual se puede realizar el modelado de sólidos en 3D, basándose las características que se requerían que tuviera la prótesis, así como el funcionamiento que realiza cada componente.

Para iniciar con la propuesta de diseño de la rodilla protésica, primero se tomó en cuenta la funcionalidad de la rodilla humana para lograr los movimientos tradicionales de caminar, bajar y subir escaleras y sentarse, por lo que el ángulo de flexión elegido fue de 0 a 105°. Por otra parte, por cuestiones de seguridad para el futuro usuario de la prótesis, se limitó al movimiento en el plano sagital, proponiéndose además que la rodilla estuviera conformada por tres componentes: el flexor-extensor, el superior y el inferior, los cuales se describen a continuación.

### Componente Flexor-Extensor

El primer elemento que se diseñó es el componente flexor-extensor, de forma que pudiera proporcionar un amortiguamiento a los impactos y que estos no se transmitieran hacia el socket-muñón del paciente. Dimensionar este componente fue primordial, ya que mediante el mismo se establecieron los espacios que

requieren los componentes inferior y superior. Se seleccionó el modo de amortiguación considerado como el más sencillo, ya que no depende de la velocidad de movimiento, además de que no contiene ningún fluido, y se propuso el uso de un resorte como elemento de restitución para la posición. En la figura 4 se muestra el diseño propuesto para el elemento flexor-extensor. Este diseño comprende una carcasa (figura 4a) que protege el vástago (figura 4b) a la vez que le permite deslizarse en su interior, ambas partes tiene soportes para alojar al resorte (figura 4c) y limitarlo por ambos lados, así como pestañas con perforaciones para fijación a los componentes superior e inferior de la rodilla.

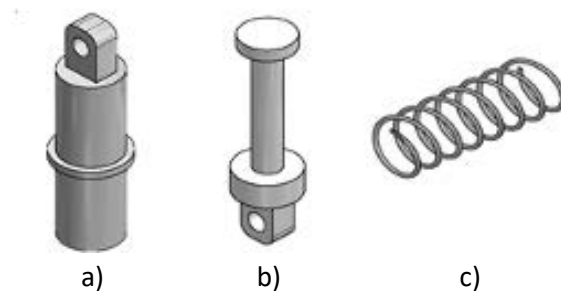


Figura 4 Elementos del componente flexor-extensor.

### Componente Superior

Este componente se ubica en la parte superior de la rodilla y tiene como finalidad emular la acción de flexión del fémur en la rodilla. En la figura 5 se muestra la vista en isométrico del diseño propuesto.

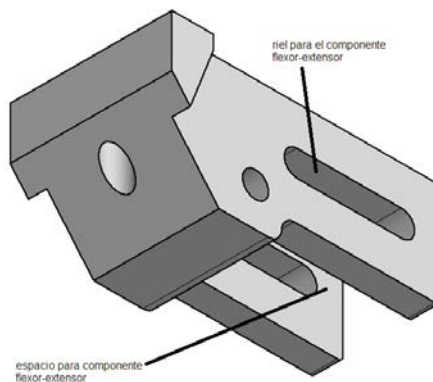


Figura 5 Vista en isométrico del elemento superior.

El elemento superior se diseñó para cumplir con las características requerida para la adaptación y funcionamiento de la rodilla, las cuales son pestañas para seguridad en el bloqueo, soporte para el componente flexor-extensor, eje articular y aditamento superior. A continuación, se describen estas características:

- Pestañas para seguridad en el bloqueo. En el diseño se estableció una pestaña de seguridad de cada lado, de tal manera que se bloquea el regreso del componente superior, manteniéndolo a un ángulo de  $0^\circ$  respecto del eje horizontal. La forma dos pestañas en cada lado, que funcionan para bloquear el regreso del componente superior cuando este se encuentra en flexión. Manteniendo el componente superior a  $0^\circ$ . Son de forma geoméricamente poligonal, donde el lado más largo es el que se acopla con el componente inferior, en la figura 6 se muestra una vista lateral del componente superior, en donde se pueden apreciar las pestanas de seguridad.

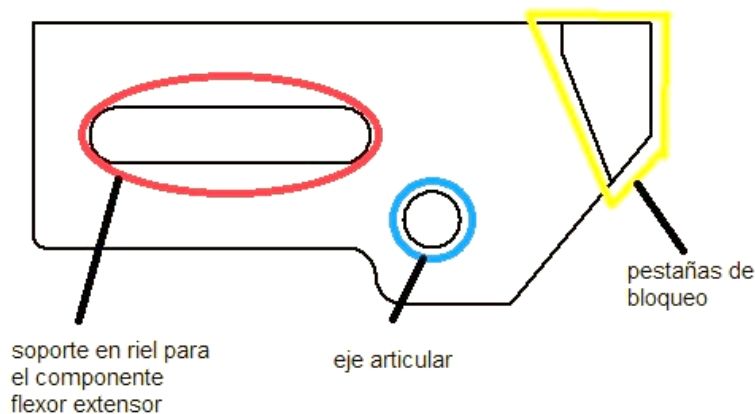


Figura 6 Vista lateral del componente superior.

- Soporte para el componente flexor-extensor. Este soporte se diseñó de tal manera que se pudiera modificar la posición angular del componente flexor-extensor, por lo que se tiene una ranura alarga que permite acercarlo o alejarlo del eje articular. Las pestañas con perforaciones, del elemento flexor-extensor, se unen con el elemento superior por medio de un perno pasado.

- Eje articular. El eje articular, es el punto donde la rodilla realiza el movimiento de flexión y no cambia de lugar sin importar el movimiento de flexión que se realice. Este eje se ubicó detrás del eje de carga, tal y como se requiere en los diseños de prótesis. Por otra parte, el eje articular, también tiene como función unir el componente superior con el componente inferior, mediante un perno pasado.
- Aditamento superior. Aunque este aditamento no forma parte del elemento superior, es importante su ubicación superior, ya que es una pirámide que sirve para alinear la parte del socket (componente de la prótesis que recubre al muñón) con la parte inferior de la pierna, la forma de unir la pirámide con el componente superior es mediante tornillos, por ese motivo en el componente superior se ubicaron ranura para acople de tornillos.

### Componente Inferior

El componente inferior fue diseñado con la finalidad de emular la parte superior de la tibia, permitiendo uniones con el elemento superior y el elemento flexor-extensor. En la figura 7 se muestran las vistas lateral y frontal de este componente.

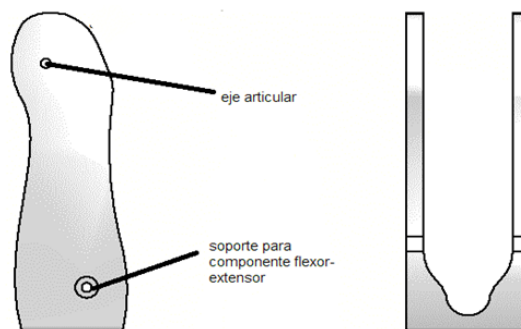


Figura 7 Vistas del elemento inferior.

Este componente también presenta orificios para el eje articular y para el componente flexor-extensor. La forma en que se diseñó fue para darle mayor estética y reducir el peso total, además se incluyeron ranuras en la parte posterior para evitar que los pernos no obstruyan la flexión total alcanzable. En la figura 8

se muestra una vista isométrica del elemento inferior, en donde se observa la ubicación de las ranuras.

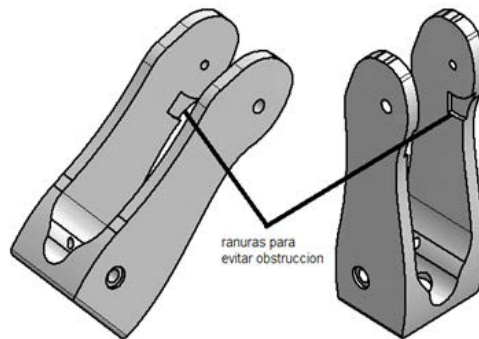


Figura 8 Vista isométrica del componente inferior.

### Ensamble de la Rodilla

Después de haber definido los elementos que estarán en la rodilla mecánica, se inicia el ensamble con los tres componentes, donde se utilizan pernos para las uniones, en la figura 9 se muestran la vista lateral y frontal del ensamble, donde con una línea azul se indica el eje de carga, observando que en la vista lateral esta adelante del eje articular y en la vista frontal se encuentra centrado.

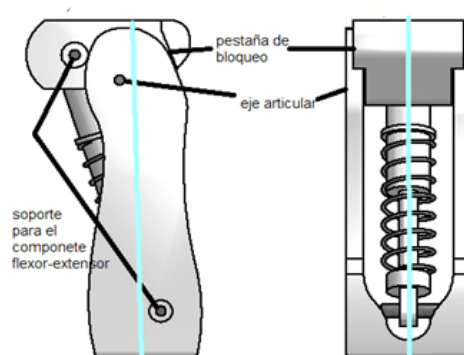


Figura 9 Ensamble de la rodilla.

Una vez que ya se tiene el diseño de los componentes de la rodilla y su respectivo ensamble, lo siguiente es realizar simulaciones numéricas para corroborar que se logra el movimiento de flexión, para posteriormente verificar los resultados que se obtienen bajo una carga.

### 3. Resultados

En esta sección se muestran los resultados obtenidos mediante el software Autodesk Inventor ® para la simulación de flexión y para la aplicación de carga sobre la rodilla diseñada.

#### Movimiento de Flexión

El movimiento en el plano sagital, ya que es donde realiza el movimiento de flexión y extensión. En la figura 10 se muestra una vista lateral del prototipo, en donde se muestran la posición de reposo a 0° y la posición flexionada a 105.5°.

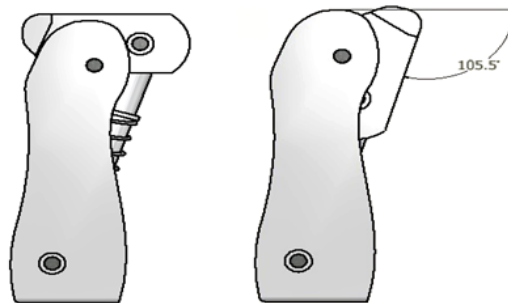


Figura 10 Vista lateral de la rodilla.

#### Simulación de Tensión

Para llevar a cabo esta simulación, la rodilla es sometida a una fuerza aproximada de 734 N, lo que sería equivalente a una persona cercana a los 75 kg. Se realiza el análisis de tensión aplicando la fuerza en el componente superior de la rodilla mientras se mantiene fijo el componente inferior. Cabe mencionar que el material utilizado para simular los pernos es acero.

Los resultados que arroja la simulación son: tensión de Von Mises, 1a tensión principal, 3a tensión principal, desplazamiento y factor de seguridad. A continuación, se muestran las gráficas que arroja la simulación:

- Tensión de Von Mises. En la figura 11 se muestran la vista posterior y lateral de la rodilla, en donde se observa que el rango de tensión simulada está entre 0 MPa (azul fuerte) y 135.6 MPa (Rojo).

La simulación muestra que desde una vista lateral toda la superficie tiene una tensión de 0 MPa, mientras que en la vista posterior se aprecia que las



zonas que se encuentran a mayor tensión son los pernos, lo cuales conectan el componente flexor-extensor con los componentes superior e inferior. Estas zonas en color azul claro se encuentran indicadas mediante círculos rojos.

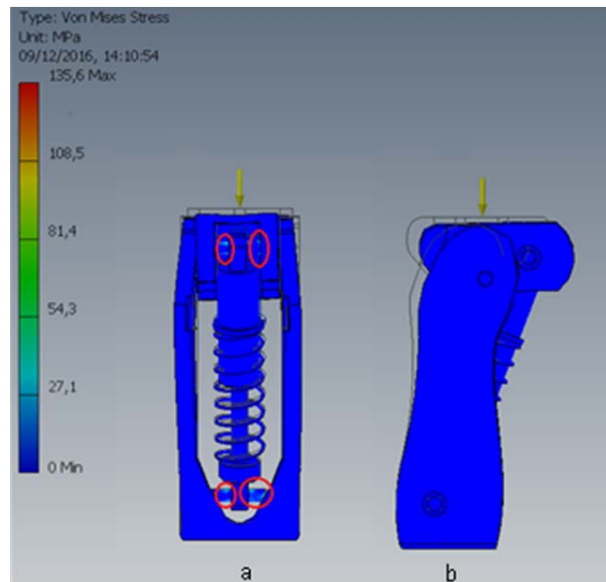


Figura 11 Vista a. posterior y b. frontal.

- 1a tensión principal. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 12, donde se observa que en la parte izquierda la escala de colores el valor mínimo de tensión está en color azul fuerte y equivale -24.4 MPa, mientras que el máximo valor de tensión se indica en color rojo y equivale 135.6 MPa, en la figura se muestra la rodilla en una vista posterior en donde la mayor parte de la rodilla se encuentra con tensión negativa (compresión), en las zonas marcadas en una circunferencia roja existe una mayor tensión ya que se encuentra de color azul claro.
- 3a tensión principal. En la figura 13 se observa el resultado que arroja la simulación para la 3a tensión principal. En la parte izquierda de la imagen, la escala de colores muestra que el rango mínimo es de -134 MPa, color azul fuerte, mientras que el rango máximo es de 134.5 MPa, color rojo. Las zonas marcadas con un círculo y un rectángulo azul es donde se concentra la mayor compresión.

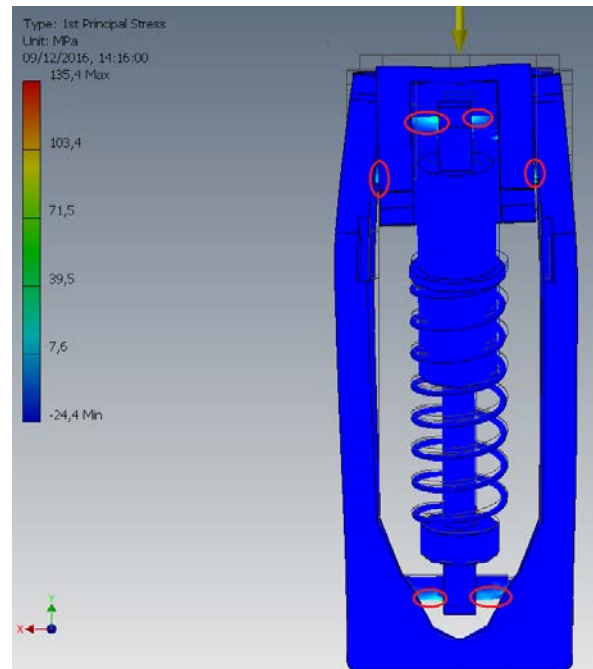


Figura 12 Primera tensión principal.

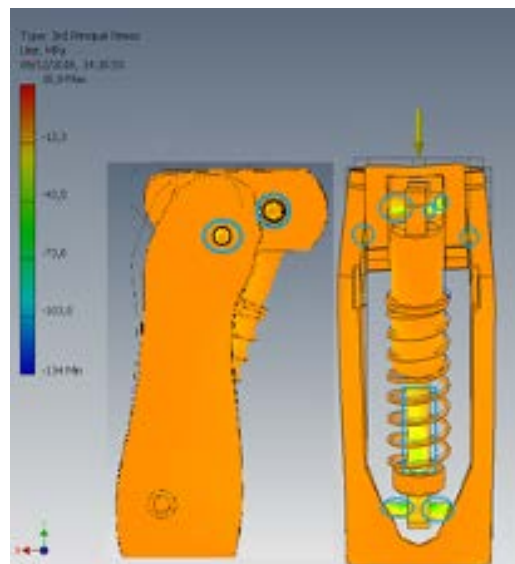


Figura 13 Tercera tensión principal, vistas lateral y posterior.

- Desplazamiento. El desplazamiento es mostrado en la figura 14, en donde en la parte izquierda de la figura la escala de colores muestra un rango de 0 a 0.2894 mm, en color azul fuerte y rojo, respectivamente. Se puede observar que el mayor desplazamiento sucede en la parte superior de la rodilla, siendo los puntos más afectados las pestañas de bloqueo y la parte

más elevada del componente inferior, mientras que en la parte inferior de la rodilla no se aprecia que exista desplazamiento.

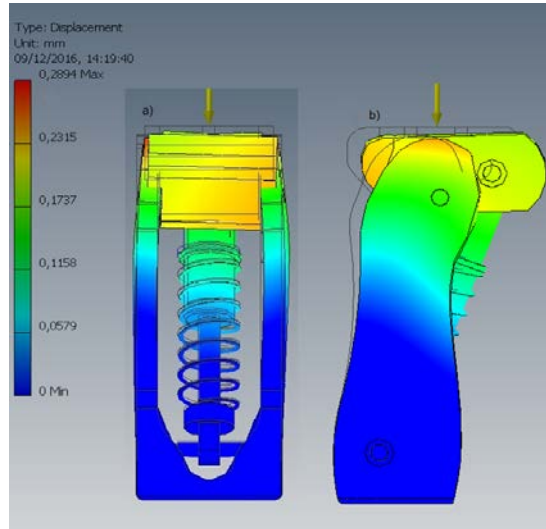


Figura 14 Desplazamiento, vistas frontal y lateral.

- Factor de seguridad. El factor de seguridad aplicado se muestra en la figura 15, donde la escala de colores tiene un rango en el cual el mínimo es 0, en color rojo, y el máximo es de 15 en color azul fuerte. Se observa que en las zonas marcadas por circunferencia naranja se tiene menor factor de seguridad que el resto de la rodilla.

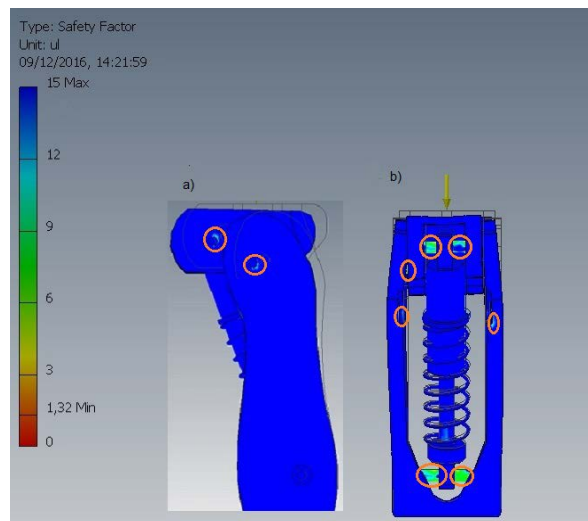


Figura 15 Factor de seguridad, vistas lateral y posterior.

Una vez que se han llevado a cabo las simulaciones de la rodilla diseñada, bajo la acción de una fuerza constante, lo siguiente es discutir los resultados obtenidos.

#### **4. Discusión**

Mediante la primera simulación para la flexión, se pudo comprobar que se logra el ángulo sobre el plano sagital que permitirá a una persona realizar los distintos movimientos, además de que se verificó que las pestañas de bloqueo actual adecuadamente para limitar la rotación dentro de los límites de diseño.

En lo que respecta a las pruebas de tensión, el prototipo diseñado presenta puntos de tensión de Von Mises solamente en los pernos, lo cual puede ocasionar una posible falla al momento de que se esté utilizando. Por otra parte, la 1a y 3a tensión principal muestra que la mayor compresión se da en la parte superior debido a que es la ubicación en donde se aplica el peso directamente. Aunado a esto se puede tener un ligero desplazamiento en la rodilla, lo cual debido a la magnitud no representaría un peligro al momento del montaje y uso de la rodilla diseñada. Finalmente, a pesar de que se tiene un número considerable de puntos con factor de seguridad menor al resto de la rodilla, tampoco es significativo, por lo que se considera que en general la rodilla diseñada puede ser construida, sin riesgo de fallo.

#### **5. Conclusiones**

El diseño mediante software especializado permite corroborar el funcionamiento de los mecanismos, por lo que resulta un paso que debe ser recomendado previo a la construcción de cualquier prototipo mecánico. Por otra parte, el uso de los nuevos materiales que han ido emergiendo recientemente, como el plástico ABS, permiten disminuir los tiempos de construcción, el peso final del ensamble y el costo de manufactura.

Sin embargo, debe tomarse en cuenta que al ser un material plástico, este no siempre tendrá las mismas propiedades de resistencia a la tensión y a la deformación como un material metálico. Esto puede corroborarse si en un trabajo a futuro, la rodilla se simula utilizando por ejemplo aluminio y acero inoxidable,

que, si bien aumentarán el peso y el costo del prototipo, también se tendrá un aumento en el tiempo de vida.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Dorador González, J. M., Robótica y prótesis inteligentes, Revista digital universitaria, vol. 6, No. 1, 2005.
- [2] García Vargas, L. A. y Vargas Duque, S. A., Diseño y simulación de un sistema controlado de amortiguación para la rodilla de la prótesis transfemoral. Tesis de Licenciatura. Universidad de la Salle, Bogotá, Colombia, 2007.
- [3] Hernández Stengele, F., Diseño y construcción de prototipo neumático de prótesis de pierna humana. Tesis Licenciatura. Universidad de las Américas Puebla, México, 2008.
- [4] Menghini, M., Diseño y construcción de prototipo funcional de prótesis total de rodilla policéntrica y pie. III Jornadas de Investigación, Transferencia y Extensión de la Facultad de Ingeniería. p. 25-30, La Llata, Argentina, abril 2015.
- [5] Murthy Arelekatti, V. N. and Winter, A. G., Design of a Fully Passive Prosthetic Knee Mechanism for Transfemoral Amputees in India. IEEE International Conference on Rehabilitation Robotics (ICORR). 11-14 Aug, Singapore, Singapore, 2015.
- [6] Näder, M. and Näder, H. G., Compendio de prótesis. Prótesis para miembro inferior. Berlin, Alemania: schiele & schon, 2003.
- [7] Nájera Castrejón, J. A., Diseño del control para una prótesis de rodilla tipo policéntrica. Tesis de Maestría. Universidad Nacional Autónoma de México, 2013.
- [8] Nordin, M. and Frankel, V. (Eds), Basic biomechanics of the musculoskeletal system. Lippincott Williams & Wilkins, Baltimore-USA, 2001.
- [9] Rodríguez-Sánchez, A. E, Méndez Aguirre, J. S. A. y Robles Sánchez, R., Análisis de esfuerzos en eslabones impresos en 3D para un mecanismo de prótesis policéntrica de rodilla. UTCJ Theorema, No. 3, pp. 34-41, 2016.

- [10] Sánchez Lacuesta, J. Hoyos, J. V. Viosca, E. Soler Gracia, C. Comín, M. Lafuente, R. Cortés, A. Vera, P., *Biomecánica de la marcha humana normal y patológica*, Valencia España, Instituto de Biomecánica de Valencia, 2006.
- [11] Torrealba, R. R, Pérez-D'Arpino, C, Cappelletto, J, Fermín-León, L, Fernández-López, G, and Grieco, J. C., *Through the Development of a Biomechatronic Knee Prosthesis for Transfemoral Amputees: Mechanical Design and Manufacture, Human Gait Characterization, Intelligent Control Strategies and Tests*. IEEE International Conference on Robotics and Automation. May 3-8, Anchorage, Alaska, USA, 2010.
- [12] Valencia, F, Mejía, C. y Erazo, V., *Desarrollo de una prótesis de rodilla para amputaciones transfemorales usando herramientas computacionales*. *UIS Ingenierías*, vol. 16, no. 2, pp. 21-32, 2017.
- [13] Vega, D. Y Escobar, E. *Diseño de rodilla policéntrica, simulación y evaluación de la resistencia a la fatiga*. *RIDTEC* Vol. 11, No. 2, pp. 29-34, 2015.

# DISPOSITIVO DE ILUMINACIÓN LED CON INCORPORACIÓN DE ELECTRÓNICA DIGITAL Y CONTROL DESDE ANDROID POR BLUETOOTH

**Mario Alberto Hernández Alves**

Universidad Autónoma Metropolitana- Azcapotzalco  
*marbeto\_lvs@hotmail.com*

**Leonardo Sánchez**

Universidad Autónoma Metropolitana- Azcapotzalco  
*marbeto\_lvs@hotmail.com*

**José A. Reyes Ortiz**

Universidad Autónoma Metropolitana- Azcapotzalco  
*jaro@correo.azc.uam.mx*

## Resumen

El control de factores como la humedad, temperatura e iluminación en un entorno específico resulta de gran importancia ya que pueden interferir en la realización de actividades. Este artículo presenta un dispositivo de control de iluminación para un entorno o espacio. El dispositivo presentado utiliza tecnología LED y es controlado mediante un dispositivo móvil con Bluetooth. Se diseñó e implementó el dispositivo utilizando un circuito basado en electrónica digital sobre una placa Arduino con interfaz Bluetooth. Además, se definió un protocolo de aplicación para manipular el dispositivo a distancia mediante un dispositivo móvil. Los experimentos realizados sobre el dispositivo presentado muestran un funcionamiento estable y resultados prometedores.

**Palabras Claves:** Comunicación Bluetooth, control de un espacio, dispositivo de iluminación LED.

## Abstract

*The control of factors such as humidity, temperature and lighting in a specific environment is absolutely important because they can interfere with the*

*performance of several activities. This paper presents a lighting control device for an environment or space. The presented device uses LED technology and it is controlled by a wireless mobile device by means of Bluetooth. A circuit based on digital electronics has been designed and it has been implemented on an Arduino board with a Bluetooth interface. Also, an application protocol was defined for manipulating the proposed device by means of a mobile device. The experimentation performed on the presented device shows a stable operation of it and promising results.*

**Keywords:** *Bluetooth communication, LED lighting device, space control.*

## **1. Introducción**

Las diversas actividades realizadas por las personas de nuestra sociedad se ven afectadas por distintos parámetros o circunstancias [Aaronson, 1943], [Chandrinós, 1998]. Variables como la temperatura, humedad e iluminación están relacionadas con la correcta realización de una tarea en particular. Esto significa que los valores para estas variables cambian de acuerdo al tipo de actividad. En particular, la iluminación es un tema que ha tomado bastante fuerza en los últimos años, gracias al uso de tecnología LED (*Light Emitting Diode*) y al uso de plataformas de hardware libre como Arduino [Becky, 2015].

La tecnología LED es un invento de la década de los 60 del siglo pasado, pero su uso para fines de iluminación doméstica es reciente. Ésta tiene enormes ventajas respecto a la iluminación incandescente e iluminación halógena. Una bombilla LED, con un promedio de vida de 50000 horas, es 30 veces más duradera que una bombilla incandescente y 25 veces más que una bombilla halógena. En cuanto a eficiencia y ahorro, las bombillas que incorporan tecnología LED son capaces de brindar la misma cantidad de luz (en lúmenes<sup>1</sup>) que una bombilla incandescente, pero con un ahorro del 80% de energía. La principal razón para ello es que las bombillas incandescentes y halógenas convierten hasta el 90% de la energía que consumen en calor y sólo el 10% se transforma en iluminación [Illuminet.com, 2016]. Por otro lado, la principal desventaja de esta tecnología es

---

<sup>1</sup> Lúmen: unidad del Sistema Internacional de Medidas para medir el flujo luminoso, una medida de la potencia luminosa emitida por la fuente.



su precio, ya que una bombilla de tecnología LED es aproximadamente 30% más cara que una bombilla incandescente y 10% más cara que una bombilla halógena [Illuminet.com, 2016].

Por otra parte, desarrolladores independientes han logrado crear versiones modificables de muchos dispositivos innovadores, como impresoras 3D, cuyas especificaciones, diagramas esquemáticos y códigos son de acceso público ya sea de forma gratuita o de pago. Este tipo de dispositivos electrónicos libres y modificables permiten que la comunidad realice adaptaciones de nuevas funciones para éstos. Por ello es de gran importancia la creación de este tipo de dispositivos que hacen más inclusivo el desarrollo de tecnología en el mundo.

Para acercar a la gente común a la tecnología LED, empresas como Apple inc. y Philips han implementado dispositivos que aprovechan la corriente directa e incorporan electrónica digital para crear iluminadores novedosos. Algunos de éstos incorporan funcionalidades extras tales como: cambio de color de la luz emitida, control de intensidad, encendido y apagado desde un Smartphone. Si bien es cierto que estas características hacen más atractivo el uso de este tipo de bombillas; también lo es que elevan notoriamente el precio de éstas.

De esta manera, es evidente que el número de dispositivos de electrónica libre es muy reducido comparado con la enorme cantidad de dispositivos privativos que se lanzan al mercado cada año. Esto provoca que muchos de los productos electrónicos de nuevo lanzamiento terminen siendo “cajas negras” para los usuarios, aún para los que tienen conocimientos en computación y/o electrónica, limitando el posible potencial de estos.

Así, en este trabajo se diseña e implementa un dispositivo de control de iluminación habitacional que integra tecnología LED y funcionalidades que pueden ser ejecutadas desde un dispositivo Android. Dicho dispositivo se basa en el uso de electrónica libre para su fácil fabricación e incluye funciones que extiendan el paradigma de la iluminación actual. La idea es que cualquier persona con conocimientos básicos en electrónica lo puede manufacturar a bajo costo y las personas con conocimientos intermedios en electrónica pueden realizar modificaciones de hardware y software al dispositivo.

El trabajo previo relacionado con el diseño de dispositivos configurables y accesibles a distancia es vasto. Esto se debe a que algunos trabajos incluyen características configurables y otros involucran tecnologías de comunicación inalámbricas diferentes.

En [González, 2015] los autores presentan un control de iluminación con tecnología LED. El objetivo principal de dicho trabajo es identificar y evaluar los diferentes tipos de control para tiras LED utilizando los circuitos de control existentes en el mercado. Los autores en [Hernández, 2005] presentan un sistema que controla las luces LED de un escenario a través de un programa y una red cableada. En [Pérez, 20015] se presenta un sistema que permite controlar la iluminación LED de forma inalámbrica utilizando la tecnología infrarroja.

Por otro lado, empresas como Philips han desarrollado bombillas que permiten ser controladas a distancia mediante WiFi. Las denominadas Bombillas Hue [Philips, 2016], son capaces de emular cualquier color de una paleta de colores y pueden ser controladas a través de una aplicación vía WiFi. Otra empresa que se dedica a la comercialización de bombillas que se pueden controlar a distancia, es Luz Wi-Fi-Bombillas Inteligentes [Luzwifi.com, 2016]. Al igual que Philips, esta empresa diseñó una bombilla que cambia de colores y que se controla vía WiFi, pero además puede variar la intensidad de la luz emitida. Por su parte, JUNG [Jung.de, 2016] es una empresa alemana que se ha enfocado a la domótica en general. Cuentan un con un control de iluminación para múltiples casos de uso con diferentes formas de manipulación incluyendo manipulación automática y aprendizaje.

## **2. Métodos**

El desarrollo de este trabajo involucra el diseño e implementación de dos dispositivos: el dispositivo de control a distancia y el dispositivo de iluminación. El primero, es un dispositivo móvil con sistema operativo Android que permite la manipulación del dispositivo de iluminación. Para ello, este envía señales inalámbricas a través de una interfaz Bluetooth en un formato particular. El segundo, integra un dispositivo de control fijo, una placa Arduino UNO, una

interfaz de comunicación Bluetooth y tres tiras de led. Este recibe comandos mediante su interfaz Bluetooth o a través de un botón asociado al dispositivo de control fijo. Cada uno de los comandos tiene un formato específico para indicar un modo de funcionamiento distinto.

La figura 1 muestra la interacción entre los dispositivos con el usuario. Se puede observar que el dispositivo de iluminación se puede manipular tanto manual como de manera remota.

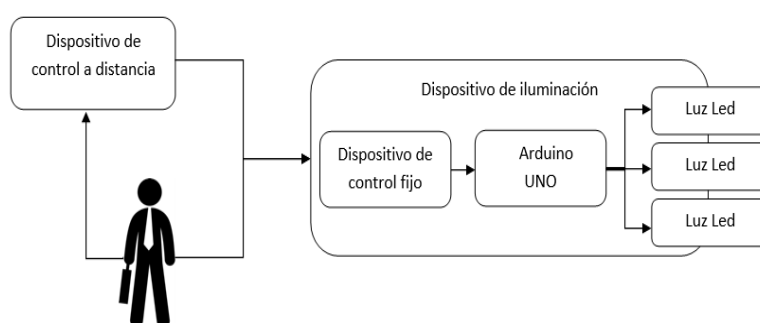


Figura 1 Interacción entre los dispositivos y el usuario final.

Se proponen cuatro modos de funcionamiento:

- Modo 1: El sistema mantendrá las iluminaciones apagadas en espera de instrucciones desde el dispositivo de control a distancia.
- Modo 2: El sistema encenderá la iluminación a un 75%
- Modo 3: El sistema encenderá la iluminación a un 40%
- Modo 4: El sistema encenderá por la acción el sensor de movimiento.

Todos los modos de funcionamiento son accesibles desde el dispositivo de control fijo y desde el dispositivo de control a distancia y en conjunto brindan las siguientes funciones al dispositivo de iluminación:

- Encendido/apagado progresivo (manual y mediante aplicación Android).
- Almacenamiento de intensidad preferida.
- Encendido completo o encendido parcial.
- Control de intensidad mediante aplicación Android.
- Programación de apagado automático mediante aplicación Android.
- Efectos de iluminación activables desde la aplicación Android.

- Encendido mediante sensor de movimiento.
- Control de estados mediante aplicación Android y mediante el control fijo.
- Simulación de estancia.

La implementación de estas funcionalidades implica el diseño e implementación de diversos módulos que describiremos a continuación.

### **Módulo de control a distancia**

Este módulo consiste de una aplicación que permite la manipulación del módulo de iluminación de manera inalámbrica. El objetivo de este módulo es transformar las acciones del usuario sobre la aplicación en comandos que serán enviados al módulo de iluminación, tal y como se muestra en la figura 2.

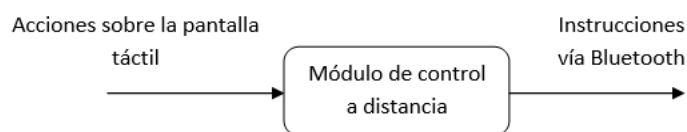


Figura 2 Módulo de control a distancia.

Para la implementación se utilizó el entorno de desarrollo integrado App Inventor 2 con programación orientada a eventos. Se generó un archivo APK instalable en cualquier sistema operativo Android (Tablet o Smartphone) versión 2.4 o superior. Se utilizaron los elementos estándar del sistema operativo Android como botones, listas, textos, etc. con la finalidad de facilitar su comprensión para los usuarios. Las imágenes utilizadas se descargaron del repositorio libre “pixabay.com” y se tomaron las siguientes consideraciones de programación visual:

- Se evitó en la medida de lo posible el uso del color blanco, ya que es color más brillante en la pantalla y puede llegar a cansar la vista.
- Se evitó colocar elementos que puedan confundir al usuario como imágenes no relacionadas con la acción del botón o mensajes confusos.
- Se incorporó prevención de errores mediante mensajes de texto en partes estratégicas de la aplicación para evitar que el usuario pierda el flujo de ejecución.

La figura 3a muestra la pantalla inicial de la aplicación en la que se indica que se debe seleccionar uno de posibles sistemas de iluminación. La figura 3b muestra la pantalla en la que se obtiene la lista de los dispositivos Bluetooth disponibles.

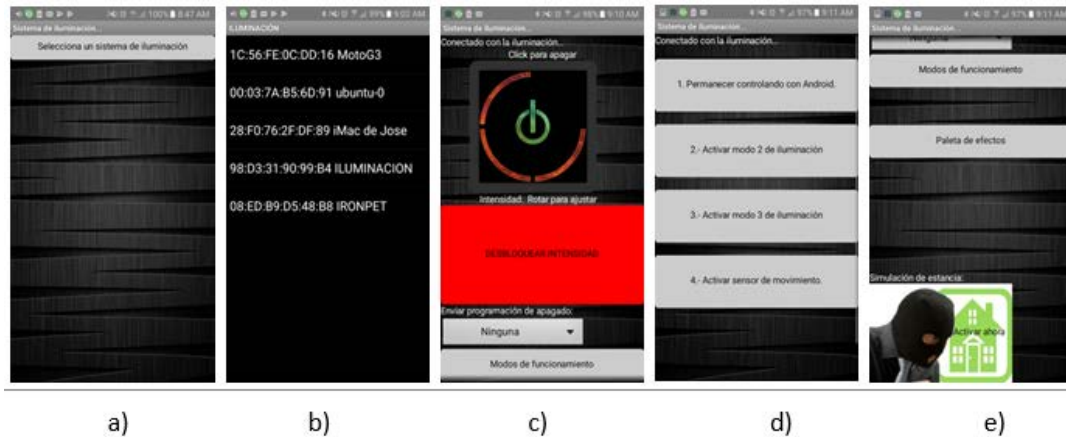


Figura 3 Pantallas iniciales de la aplicación.

La figura 3c muestra la pantalla inicial de la aplicación una vez que se ha encendido el dispositivo de control de iluminación de manera remota. El botón de desbloqueo de intensidad permite modificar la intensidad luminosa de cada una de las salidas del módulo de iluminación. Se utilizó el acelerómetro del teléfono para subir y bajar la intensidad para un uso más intuitivo de la aplicación y así reducir la curva de aprendizaje. La figura 3d muestra los posibles modos de funcionamiento del dispositivo de control de iluminación, los cuales corresponden a los descritos en la sección anterior. La figura 3e muestra la funcionalidad de “simulación de estancia”, en la que el dispositivo de control de iluminación se mantiene en un ciclo continuo generando tiempos aleatorios para el encendido y apagado del módulo de iluminación.

### **Módulo de la recepción de instrucciones por Bluetooth**

Este módulo valida la conexión con el módulo de control a distancia y además captura y retransmite los comandos recibidos de forma inalámbrica por un medio de comunicación físico al módulo de procesamiento de instrucciones, como se muestra en la figura 4.

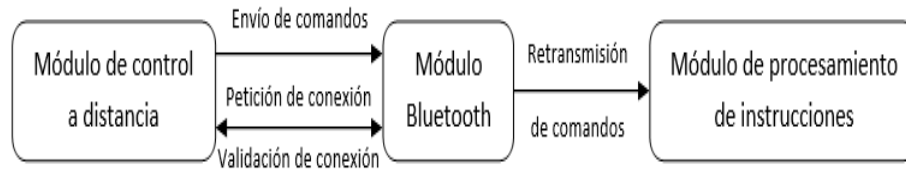


Figura 4 Módulo de recepción y retransmisión de comandos.

Para la implementación de este módulo se utilizó el módulo HC-06 junto con una placa Arduino UNO. Se utilizó el entorno de desarrollo de Arduino para configurar el módulo Bluetooth como servidor y también los parámetros necesarios para su identificación y funcionamiento: velocidad de ciclo de reloj, nombre del dispositivo Bluetooth y contraseña de acceso, tal y como se muestra en la figura 5.

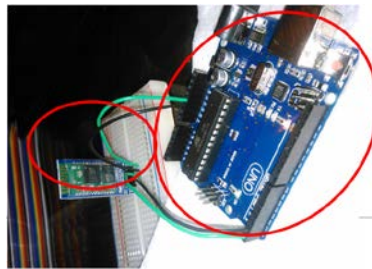


Figura 5 Módulo de recepción de instrucciones Bluetooth a través de placa Arduino UNO.

### Módulo de Recepción de Señales de Presencia y Botón de Control

La función de este módulo es detectar presencia en la habitación o pulsaciones en el botón de control y transformarlas en señales que se envían por un medio físico al módulo de procesamiento de instrucciones. La figura 6 muestra la interacción entre los módulos antes mencionados.

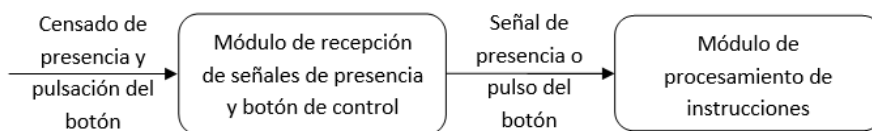


Figura 6 Detección de presencia o actividad del botón del control.

Este módulo es un circuito que integra el módulo de recepción de instrucciones por Bluetooth, un pulsador (botón) y un sensor PIR HC-sr501 (sensor de

presencia). Los últimos dos permiten generar una interrupción en el sistema, el botón de forma manual y el sensor a partir de la detección de una presencia.

La figura 7 muestra el diagrama del circuito. Como se puede observar, el sensor PIR HC-Sr501 es un transistor que se satura con cambios de temperatura. Por otro lado, la resistencia de 1K utilizada en este circuito podría ser de cualquier valor ya que sus únicas funciones son: mantener un bit bajo y evitar que la corriente fluya directamente a tierra cuando el pulsador está cerrado. La construcción del circuito se realizó sobre una placa fenólica de 1.5 milímetros de base aislante, y 0.105 milímetros de lámina de cobre (conductor) tal como lo recomienda la norma UNE 20-621-84/3 [ftp.ehu.es, 2016].

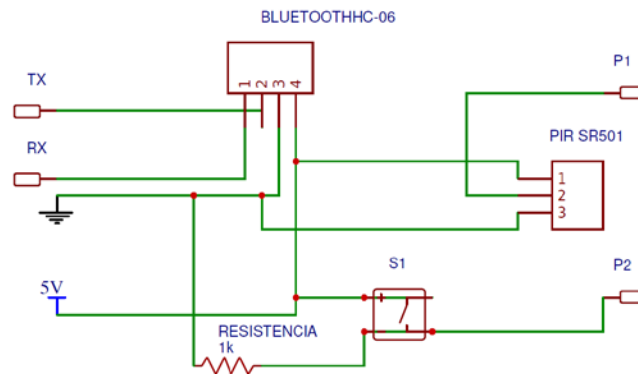


Figura 7 Circuito electrónico para el módulo de la recepción de señales de presencia y botón de control.

## Módulo de Potencia

La función de este módulo es la de amplificar las señales PWM<sup>2</sup>, provenientes del módulo de procesamiento de instrucciones, a una señal PWM de mayor voltaje y enviarla al módulo de iluminación como se ve en la figura 8.

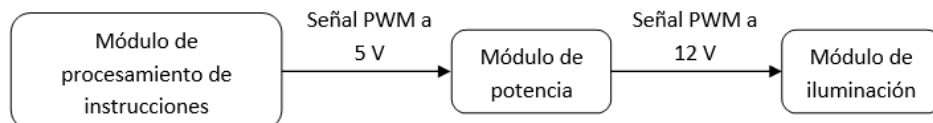


Figura 8 Amplificación de la señal por el módulo de potencia.

<sup>2</sup> La modulación por ancho de pulsos de una señal o fuente de energía es una técnica en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica (una senoidal o una cuadrada), de forma digital sin necesidad de usar potenciómetros.

El circuito integra los siguientes componentes electrónicos: transistor TIP120 Darlington, diodo rectificador 1N4001 A y resistencia de 1K. El primero nos permite transformar las señales PWM de 5 V a 12 V. El segundo permite proteger las salidas PWM de algún error humano al conectar el circuito o bien, de algún componente con mal funcionamiento. El tercero se utiliza para que la corriente proveniente de las salidas PWM mantengan al transistor TIP120 en su área de saturación.

Al igual que el circuito anterior, la construcción de este circuito se realizó sobre una placa impresa fenólica de 1.5 milímetros de base aislante y 0.105 milímetros de lámina de cobre siguiendo la norma UNE 20-621-84/3 [ftp.ehu.es, 2016]. La figura 9 muestra el diagrama del circuito.

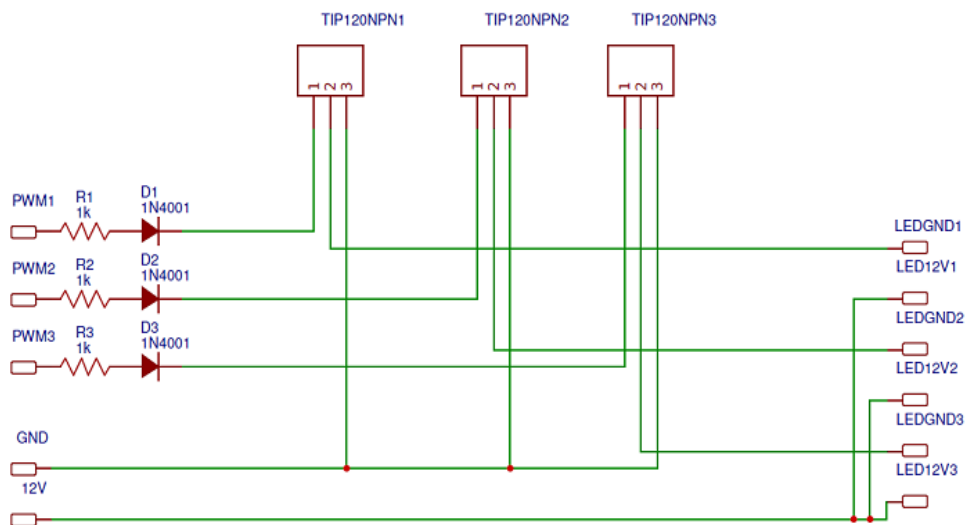


Figura 9 Circuito electrónico para el módulo de potencia.

### Módulo de Iluminación

Es el módulo encargado de brindar una respuesta de iluminación visible al usuario a partir de las instrucciones que se están ejecutando. El módulo de iluminación es un componente de hardware visible que influye en la presentación del dispositivo general.

Para el diseño del módulo de iluminación, se seleccionó la tira LED SMD 5050 [Datasheet SMD-LED-5050, 2017] que trabaja a 12 V. Esta tiene 3 LED por cada 5



cm y cada LED brinda 15 lúmenes. Si se considera que una lámpara LED convencional emite 1000 lúmenes, entonces se necesitan 120 cm de tira LED aproximadamente. La disposición de dicha tira se consideró de forma que se genere un ambiente envolvente dentro de un espacio, tal y como se muestra en la figura 10.

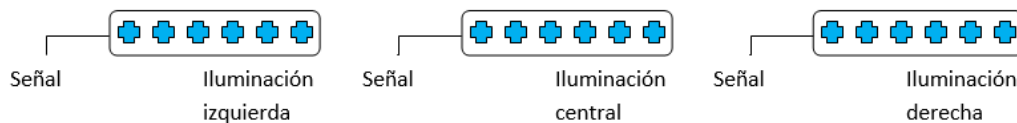


Figura 10 Diseño del módulo de iluminación.

Para la implementación del módulo de iluminación se consideró la siguiente disposición:

- 45 cm para el módulo de iluminación izquierdo
- 45 cm para el módulo de iluminación derecho
- 30 cm para el módulo de iluminación central

Para cada módulo se diseñó una base de 18 por 480 o 330 mm según el caso. A ésta se le agregó un desnivel de 13 mm y en los extremos se colocaron dos orificios de 2 mm para el cableado; todo sobre un material de madera pino de 18 mm de espesor.

### Módulo de Procesamiento de Instrucciones

Su función es la de recibir, interpretar, ejecutar y administrar las instrucciones de iluminación inalámbricas del módulo de la recepción de instrucciones por Bluetooth, así como procesar las señales del módulo de recepción de señales de presencia y botón de control para generar las señales PWM como se observa en la figura 11.

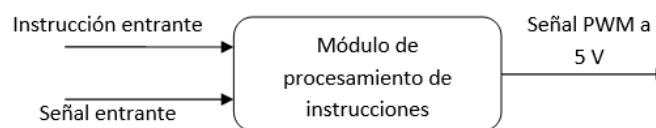


Figura 11 Funcionamiento del módulo de procesamiento de instrucciones.

Este módulo es el más complejo de todos, ya que se encarga de administrar los recursos de hardware y brindar los servicios necesarios para ejecutar las diferentes funciones del dispositivo de control de iluminación. Está constituido por dos partes: hardware y software.

Para el Hardware se decidió utilizar la arquitectura de Arduino Uno R3, principalmente debido a que es una de las arquitecturas más económicas del mercado.

Dicha arquitectura tiene las siguientes características: una velocidad de procesamiento de 16 MHz, una memoria de almacenamiento permanente de 32 KB, para sistema y datos permanentes, una memoria principal de 2 KB para procesos y datos temporales, dos puertos seriales RX y TX, 14 puertos digitales y seis puertos analógicos.

Para el software, al contar con una arquitectura limitada, el sistema desarrollado se adaptó a esta, considerando las siguientes restricciones:

- Cada proceso con sus correspondientes variables locales y variables globales no puede equivaler a más de 2 KB cargado en memoria principal.
- No debe generar uso de memoria principal para datos que pueda saturarla por completo en tiempo de ejecución y provocar el fallo total del sistema.
- No puede exceder los 32 KB de almacenamiento permanente para su funcionamiento.
- El sistema debe administrar de forma correcta los tiempos de ejecución de las interrupciones y procesos.
- No debe contener procedimientos que monopolicen la CPU, cada proceso debe contener al menos una interrupción de salida esto evita que el sistema pueda quedar pasmado en un estado.

Así, la distribución de puertos de la arquitectura Arduino es la siguiente:

- El puerto 3 analógico corresponde a la salida de iluminación central.
- El puerto 5 analógico corresponde a la salida de iluminación izquierda.
- El puerto 6 analógico corresponde a la salida de iluminación derecha.
- El puerto 8 digital corresponde a la entrada de bits del sensor de presencia.

- El puerto 12 digital corresponde a la entrada de bits del pulsador.
- Los puertos seriales tx y rx trabajan en conjunto para mantener la comunicación con el módulo de la recepción de instrucciones por Bluetooth.
- Se utiliza una variable para almacenar la intensidad establecida por el usuario y utilizarla al inicio del sistema.

Para la implementación del Software se utilizó el entorno de desarrollo integrado (IDE) de Arduino que utiliza su propio lenguaje de programación.

### **Integración de módulos y estructura de presentación**

La integración de los módulos corresponde a la interconexión de estos. Para ello se considera el diseño de una estructura/carcasa para el almacenamiento y presentación de todos los componentes. Se tomaron en cuenta las siguientes consideraciones para el diseño de dicha estructura:

- No debe generar interferencias sobre alguno de los componentes y debe ser de un material ligero, maleable y fácil de trabajar.
- Debe permitir al sensor de presencia un rango de mínimo 120 grados para sensor.
- Debe tener expuestas la salida USB del Arduino así como la de alimentación, además debe tener orificios para las salidas de los módulos de iluminación.
- Debe permitir que los indicadores de los componentes estén a la vista.
- Debe permitir el flujo de aire frío hacia los transistores para evitar sobre calentamiento.

La carcasa se diseñó en dos partes: la parte frontal y la parte posterior. Para la parte posterior se seleccionó el material MDF por ser económico y tener propiedades aptas para los requerimientos: ligero y maleable. Para la parte frontal se seleccionó el material acrílico por ser fácil de conseguir y tener propiedades aptas para los requerimientos: ligero, translucido, maleable y pueden obtenerse buenos acabados. Para la implementación se seleccionó el proceso de fresado

por control numérico computarizado. La figura 12 muestra la integración de los módulos en la carcasa ya terminada.

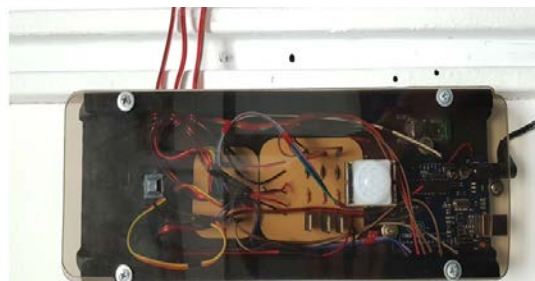


Figura 12 Integración de módulos en dispositivo de control de iluminación armado.

### **3. Resultados**

El resultado de este proyecto corresponde al correcto funcionamiento del dispositivo de control de iluminación diseñado, respecto a las siguientes funcionalidades:

- El sistema se conecta a la alimentación e inicia en modo 1. Esto implica que el módulo de iluminación está pagado de forma inmediata.
- Al presionar el botón de control el sistema cambia de modo 1 a modo 2 y encienden las iluminaciones izquierda y derecha a una intensidad de 80%.
- Al presionar el botón de control nuevamente el sistema de iluminación cambia de modo 2 a modo 3 y enciende la iluminación central a un 60%.
- Al presionar el botón de control nuevamente el sistema de iluminación cambia de modo 3 a modo 4 y se activa el sensor de movimiento. Este enciende sólo ante la presencia de una persona y el tiempo de encendido es de 15 segundos.
- Al presionar el botón de control nuevamente el sistema regresa al modo 1.
- Al conectar el sistema de iluminación con un dispositivo Android mediante la aplicación, el sistema indica la conexión apagándose y respondiendo a las instrucciones enviadas desde el celular.
- El encendido desde el dispositivo Android se realiza de forma progresiva y se respeta la intensidad guardada.

- El apagado desde el dispositivo Android se realiza de forma progresiva como se tenía pensado.
- Al rotar el dispositivo Android hacia el lado derecho la intensidad del sistema de iluminación aumenta y al rotarlo hacia el lado izquierdo la intensidad disminuye.
- Al enviar una programación de apagado desde un dispositivo Android el sistema se apaga en el tiempo previsto tal y como debería de suceder. Para validar esto se utilizó un cronometro.
- Al enviar una funcionalidad de prueba desde un dispositivo Android el sistema de iluminación reacciona de forma esperada de acuerdo con cada funcionalidad
- Al enviar un modo de funcionamiento desde un dispositivo Android el sistema de iluminación se coloca en el modo correspondiente.
- Al activar la simulación de estancia desde un dispositivo Android el sistema de iluminación realiza el encendido y apagado dentro de los rangos previstos.

El dispositivo de control de iluminación no presenta ninguna anomalía común en circuitos electrónicos como calentamientos o reinicios repentinos: Se probó el dispositivo de control de iluminación a su máxima intensidad durante 24 horas continuas y no presentó ningún tipo de calentamiento o anomalía. El dispositivo de control de iluminación no presenta problemas de programación como ejecución de instrucciones no solicitadas o retrasos notables en la ejecución de los procesos que impidan su correcto funcionamiento: El dispositivo de control de iluminación ejecuta todas las instrucciones de forma inmediata. El sistema de iluminación se puso en funcionamiento durante una semana ininterrumpida y no presento ningún problema o anomalía de hardware o software.

#### **4. Discusión**

La proliferación de las aplicaciones tanto de hardware como de software libre han dado lugar a diversas implementaciones de dispositivos que permiten facilitar

diversas tareas o actividades en el mundo real. Una de las aplicaciones que ha llamado mucho la atención en los últimos años es la iluminación de espacios. En este trabajo se presenta el diseño e implementación de un dispositivo de control de iluminación de hardware libre con una aplicación Android. El diseño del dispositivo de control de iluminación se pensó para ser económico y de fácil fabricación para que cualquier persona con conocimientos en electrónica lo pueda reproducir para su uso o venta. Por otro lado, tanto el diseño del sistema, como el de la aplicación, se pensaron para ser lo más abiertos e intuitivos posibles para el usuario. Esto quiere decir que una persona con conocimientos en programación puede modificar fácilmente el funcionamiento de la aplicación y puede agregar funcionalidades nuevas al dispositivo de control de iluminación.

## **5. Conclusiones**

Con la aparición de plataformas de desarrollo de hardware como Android, se ha facilitado el diseño y desarrollo de dispositivos dedicados y de propósito específico.

Las aplicaciones de domótica son cada vez más comunes en nuestra sociedad. En particular, el control de la iluminación dentro de una habitación mediante un dispositivo Android brinda una experiencia distinta a la forma habitual de utilizar la iluminación y es posible que pueda convertirse en una necesidad a corto plazo.

Este artículo ha presentado un dispositivo de control de iluminación para un espacio habitacional utilizando tecnología LED y controlado mediante un dispositivo móvil por medio de comunicación Bluetooth. El dispositivo de control de iluminación se constituye de un circuito basado en electrónica digital diseñado sobre una placa Arduino, con un funcionamiento estable.

Para proyectos posteriores se puede pensar en diseñar e implementar un dispositivo similar pero que funcione mediante la tecnología Wifi. También podemos pensar en modificaciones que integren inteligencia artificial al diseño actual o un software para programar efectos mediante una interfaz gráfica sin necesidad de utilizar código.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Aaronson, S. A. Theory of Human Motivation. *Psychological Review*, No. 50, pp. 370-396, 1943.
- [2] Becky Stewart, *Adventures in Arduino*, Wiley, 2015.
- [3] Circuitos Eléctricos, ftp.ehu.es, 2016: [http://ftp.ehu.es/cidira/dptos/depjt/Tecnologia/BK-ANGEL/Presentaciones/02\\_Circuitos%20Impresos.pdf/](http://ftp.ehu.es/cidira/dptos/depjt/Tecnologia/BK-ANGEL/Presentaciones/02_Circuitos%20Impresos.pdf/),.
- [4] Chandrinos, K. V., and Trahanias, P. E., *Web-based Information Systems. ERCIM Workshop Proceedings*. Toronto, Canada, October, 1998.
- [5] Datasheet SMD-LED-5050, 2017: <https://www.tweaking4all.com/wp-content/uploads/2014/01/5050LED.pdf>.
- [6] González Ramírez R., *Control de iluminación con tecnología LED proyecto terminal*, División de Ciencias Básicas e Ingeniería, Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco, México, 2015.
- [7] Hernández Borja C., *Iluminación inteligente de escenarios proyecto terminal*, División de Ciencias Básicas e Ingeniería, Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco, México, 2005.
- [8] Iluminet.com, *Revista de iluminación*, 2016: <http://www.iluminet.com/>.
- [9] Jung.de, JUNG- eNet Control de la iluminación Técnica: <http://www.jung.de/es/925/productos/tecnica/control-de-la-iluminacion/enet/>, 2016.
- [10] Luzwifi.com, *Bombillas Led Wifi controladas con el móvil*, 2016: <http://www.luzwifi.com/>.
- [11] Pérez Carbajal C., *Sistema de iluminación con control inalámbrico infrarrojo basado en tecnología leds, proyecto terminal*, División de Ciencias Básicas e Ingeniería, Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco, México, 2015.
- [12] Philips Hue, Phillips Inc: 2016: <http://www2.meethue.com/es-mx/>, 2016.

# DESIGN AND FABRICATION OF A 64-QAM MODULATOR FOR ANALYSIS OF SIGNALS BETWEEN STAGES

***Jorge Andrés Hernández Carrillo***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Tijuana  
*jorgeandreshernandezcarrillo@gmail.com*

***José Ricardo Cárdenas Valdez***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Tijuana  
*jose.cardenas@tectijuana.edu.mx*

***Virgilio Rosendo Pérez***

Universidad Tecnológica de Tijuana (UTT)  
*virgilio.perez@uttijuana.edu.mx*

***Manuel de Jesús García Ortega***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Tijuana  
*manuel.garcia@tectijuana.mx*

***Andrés Calvillo Téllez***

Instituto Politécnico Nacional – CITEDI  
*calvillo@citedi.mx*

## **Resumen**

Este trabajo propone el diseño de un modulador digital 64-QAM en tarjeta impresa basado en tecnología en chip, la tarjeta desarrollada consta de dos fases de retardo y dos fases de amplificación, el modulador fue desarrollado usando el software PCB Wizard y fueron establecidos puntos de prueba para cada etapa. El diseño desarrollado fue construido a través de una máquina de control numérico por computadora. Los resultados experimentales muestran una mejora significativa en la precisión alcanzada de NMSE de -51 dB. La tarjeta desarrollada ofrece una herramienta de diseño para desarrolladores de hardware donde los



productos de intermodulación puedan ser evaluados, este modulador digital evita inductancias parásitas y capacitancias entre líneas. Los resultados del sistema desarrollado son efectivos para agregar ruido blanco Gaussiano y comprobar los productos de intermodulación de hasta 3er orden que se pueden agregar, así como el efecto de recrecimiento espectral. El sistema es una herramienta de diseño de hardware capaz de mostrar por etapas los cambios en amplitud y fase que involucra una modulación de tipo QAM.

**Palabras Claves:** CNC, Diseño, Intermodulación, 64-QAM.

### **Abstract**

*This paper proposes the design of a 64-QAM digital modulator on board based on chip technology, the developed board comprises two phase delays and two amplification stages, the modulator was developed using the software PCB Wizard and were established test points for each stage. The developed layout was built through a computer numerical control machine. Experimental results show a significant improvement of the accuracy based on a reached NMSE= -51 dB. The developed board offer a design tool for hardware developers where the intermodulation products can be evaluated, this digital modulator avoid parasitic inductances and capacitances between the lines. The results of the developed system are effective to add white Gaussian noise and probe the intermodulation products up to 3rd order that can be added, as well as the effect of spectral regrowth. The system is a hardware design tool able to show by stages the amplitude and phase changes that involves a 64-QAM modulation.*

**Keywords:** CNC, Intermodulation, Layout, 64-QAM.

## **1. Introduction**

With the explosive increase of mobile and portable communications, digital transmission with wide baud rate, the spectral availability has become so scarce. To make possible this global condition is required the use of digital modulation with big transfer schemes such as quadrature amplitude modulation (QAM). The design of the modulation, interleaving, coding, testing and characterization of cable

systems in North America is an important necessity [ANSI/SCTE, 2006], nowadays the main universities in Mexico related to Telecommunications are teaching the main digital concepts solely to explain the interpretation of digital constellations and the obtained performance in a digital link. Unfortunately, the students do not understand the behavior between stages even in the field there is no hardware related to QAM devices where the researchers and students can obtain the signals previous to the antenna in the transmitter.

However, such techniques are more susceptible to noise since a greater number of combinations means that these combinations are closer to each other and therefore the noise signal can be switched more easily. The probability of error in the transmitter chain depends primarily on the noise that is added to the modulated signal over the communication channel. In addition, the designers related to digital schemes requires platforms to properly address and correct the non-desirable effects that QAM system can achieve. For this reason, hardware and system level designers have made special efforts, not only through software [Cárdenas, 2012], but also in hardware implementation [Yan, 2013], [Gnauck, 2011], [Shin, 2003] testing QAM links [Kameda, 2011], [Besnoff, 2015], [Oguma, 2009] or creating sequences for multicarrier applications [Chang, 2010], [Lee, 2016] and QAM structures implemented in FPGA [Vu, 2010].

The authors agree that in order to carry out the feasibility studies of high modulation schemes is required the description in hardware of each stage. In this paper is developed a 64-QAM modulator in board controlled by an open-source electronic prototyping platform programmed in C language. It means that each amplification and phase delay stage is represented into board with the goal of provide a hardware option of QAM analysis for designers, each stage is built through the use of operational amplifiers and digital multiplexers.

This digital modulation technique is mainly used to send data on the downstream channel coaxial cable networks. It is a very efficient technique, supports transmission speeds up to 28 Mbps over a single 6 MHz channel. Although it is susceptible to interference signals, which makes it is not used in the upstream channel because it is very sensitive to the noise.

The main objective of this work is to provide an analysis tool for researchers and students related to telecommunications issues. A further work involves the performance analysis based on bit error rate (BER) compared with the energy per bit to noise power spectral density ratio (EbNo) and a study regarding to antenna coupling, in this case the performance study is not possible because the developed hardware just involves the circuitry and construction between stages.

Additionally, the purpose of this work aims to focus on the development of a 64-QAM modulator where all the test points are perfectly established for signal analysis.

The organization of this correspondence consists of three parts. In the section 2, we state the methodology and the fabrication of the 64-QAM modulator. In the section 3 are described the board performance and the accuracy in terms of normalized mean squared error (NMSE), the section 4 has the main discussion main results and accuracy obtained results the construction of the 64-QAM modulator controlled by FPGA. Finally, in conclusion are summarize the results obtained of the proposed tool.

## 2. Methods

Employed multilevel schemes as QAM requires a higher signal-to-noise ratio (SNR) than others binary ones under the same bit error rate (BER). Hence the importance of a proper capability for hardware design for these kind of schemes. M-ary QAM is a non-binary memoryless modulation technique in which one of M different symbols is transmitted per time using two orthogonal carriers (in quadrature). In this words are call I and Q signals that are divided by two channels. Each symbol represents a bit stream pack, the M-ary QAM can be represented by equations 1 and 2 [Correa, 2003].

$$s(t) = A_1\gamma_1(t) + A_2\gamma_2(t) \quad (1)$$

$$q = \log_2 M \quad (2)$$

Where  $\gamma_1(t) = \sqrt{2/T_s} \cos(2\pi f_c t)$  for  $0 \leq t \leq T_s$ , otherwise  $\gamma_1(t) = 0$  and  $\gamma_2(t) = -\sqrt{2/T_s} \sin(2\pi f_c t)$  for  $0 \leq t \leq T_s$ , otherwise  $\gamma_2(t) = 0$ , in which  $T_s$

represents one symbol's transmission time interval,  $f_c$  is the carrier frequency and  $A_1$  as well as  $A_2$  are the orthogonal carrier coefficients.

Considering that  $n$  is bigger than  $q$ . The  $n$ -bits in  $N$  sets of  $q$ -bits can be grouped, where  $q$  is given by equation 1 and  $N$  is an integer number. Based on the 64-QAM overview (figure 1) the  $q$  bits will travel simultaneously through the channel forming a 64-QAM symbol.

The used signals for the 64-QAM modulator have the same band width reaching a higher efficiency with the signals  $I(t)$  and  $Q(t)$  that are modulated by two carriers with the same frequency but with a phase delay of  $90^\circ$ , the equation 2 is shows the resulting expression.

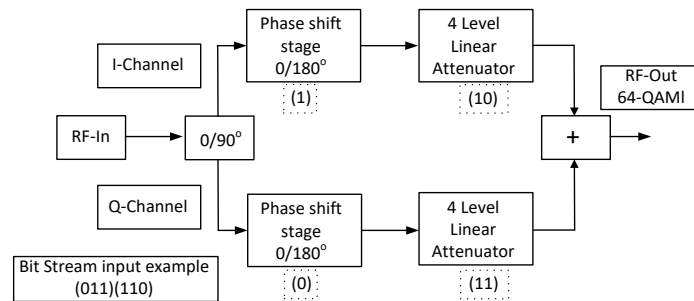


Figure 1 Overview of a typical 64-QAM modulator.

The 64-QAM architecture is based on the direct conversion principle to the RF transmission frequency. Considering the 64-QAM modulator the output signal is based on the RF input frequency [ANSI/SCTE, 2006]. The required frame for 64-QAM is represented in figure 2.

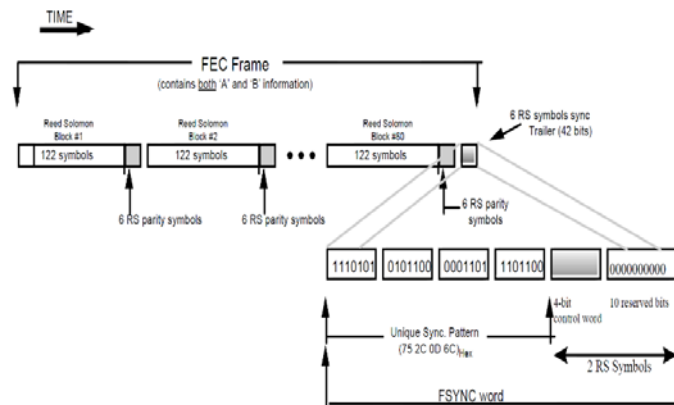


Figure 2 Frame packet format for 64-QAM modulator.

The RF output signal of the 64-QAM modulator can be denoted as  $s(t)$  as it is showed in the equation 3.

$$s(t) = I(t) \cos(2\pi f_0 t) + Q(t) \cos(2\pi f_0 t - 90^\circ) = I(t) \cos(2\pi f_0 t) + Q(t) \sin(2\pi f_0 t) \quad (3)$$

Where  $f_0$  represents the carrier frequency of the system. If the digital modulator is properly designed, a 64-QAM receptor should be able to demodulate the  $s(t)$  signal, adding a local oscillator. In the receptor side, the recovered signal  $r_i(t)$  is proportional to  $s(t)$ , an ideal form of  $I(t)$  is recovered and expressed by the equations 4.

$$\begin{aligned} I(t) &= r_i(t) \cos(2\pi f_0 t) \\ &= I(t) \cos(2\pi f_0 t) + Q(t) \sin(2\pi f_0 t) \cos(2\pi f_0 t) \\ &= I(t) \cos(2\pi f_0 t) \cos(2\pi f_0 t) + \sin(2\pi f_0 t) \cos(2\pi f_0 t) \\ &= I(t) \cos(2\pi f_0 t)^2 + Q(t) \sin(2\pi f_0 t) \cos(2\pi f_0 t) \end{aligned} \quad (4)$$

using trigonometric functions, the equation 4 can be expressed as equations 5.

$$\begin{aligned} I(t) &= \frac{1}{2} I(t) [1 + \cos(4\pi f_0 t)] - \frac{1}{2} Q(t) [\sin(4\pi f_0 t)] \\ &= \frac{1}{2} I(t) + [\cos(4\pi f_0 t)] - Q(t) [\sin(4\pi f_0 t)] \end{aligned} \quad (5)$$

Based on the equations 4 y 5 is designed the circuitry with dual 4-line to 1-line multiplexer that digitally separate the signal between stages, The multiplexers can select 2 bits of data from up to four sources selected by common the bit stream information, in this case the bit 0 and 1 of the 64-QAM symbol represent the address of the circuit, by other hand the bit 3 and 4 are controlling the second amplification stage. This circuit is used to strobe the outputs independently. The design between stages consist of high gain operational amplifiers.

Was used an open-source software for the design, the circuitry in figure 3 was developed in PCB Wizard. Once that the design was completed, and the code was generated using the tool CooperCAM is exported to the CNC machine. In the figure 4 can be seen the design to be exported to the CNC machine.

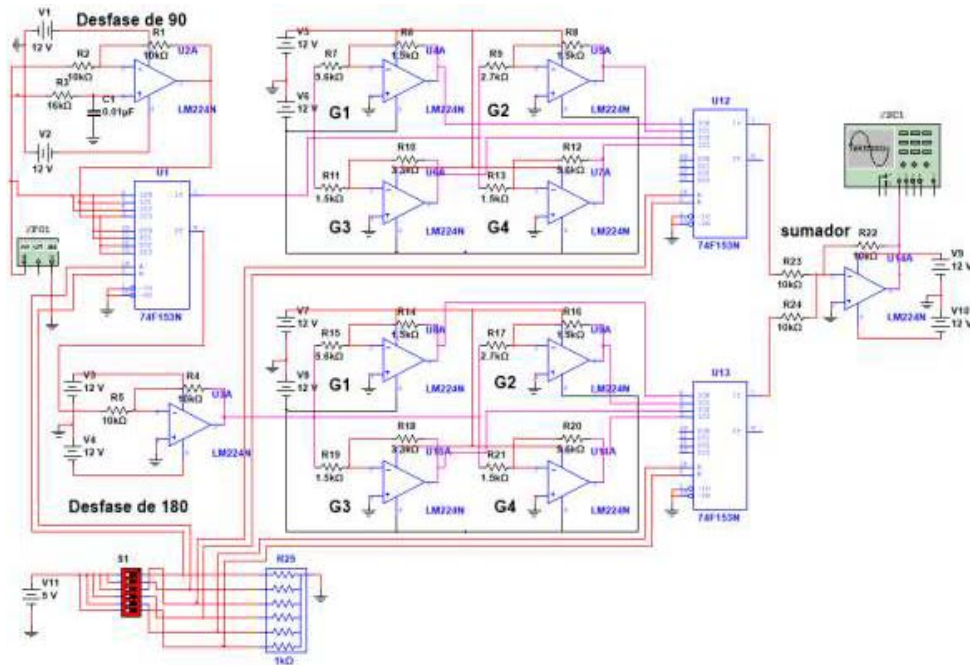


Figure 3 Circuitry of the 64-QAM digital modulator.

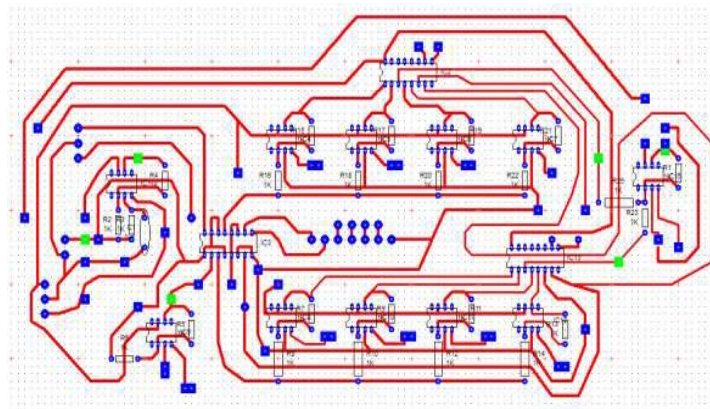


Figure 4 Overview of the developed layout.

The spaces between lines are optimized previous to generate the code for the CNC machine, the figure 5 depicts the general distribution of the devices taking into account the operational circuits and digital multiplexers. Should be noted that right angles were avoided in the corners in order to avoid induced antennas included by a poor design.

In the figure 6 is depicted the simulation and the tools that must be used for the drilling and cutting the modulator, the finals details related to time and length are corrected in this stage.

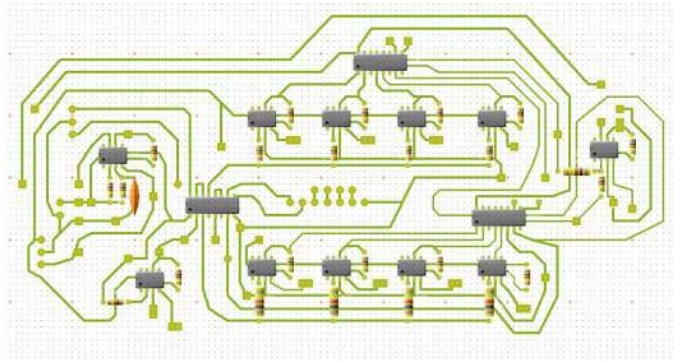


Figure 5 Optimization of the developed board.

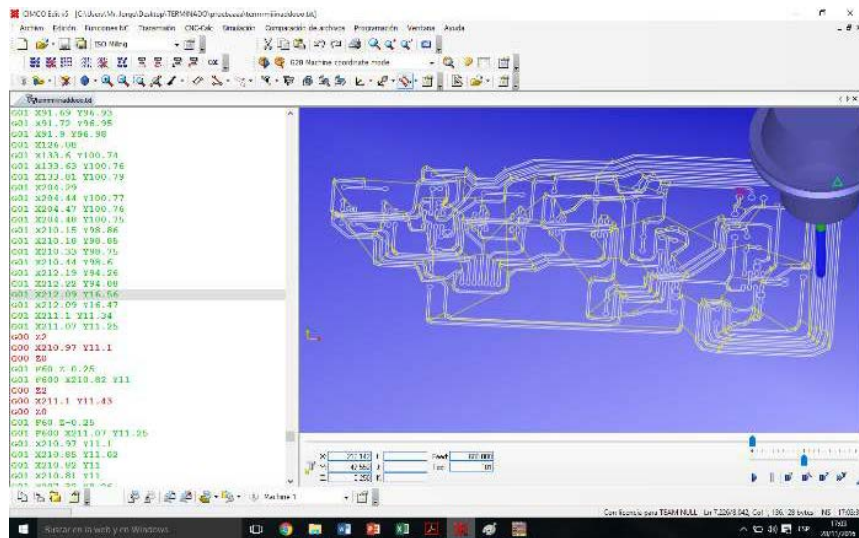


Figure 6 CIMCO Software of the CNC machine.

The figure 7 shows the generated 64-QAM digital modulator, where the test points were established properly and the parasitic inductances and capacitances between the lines were improved.

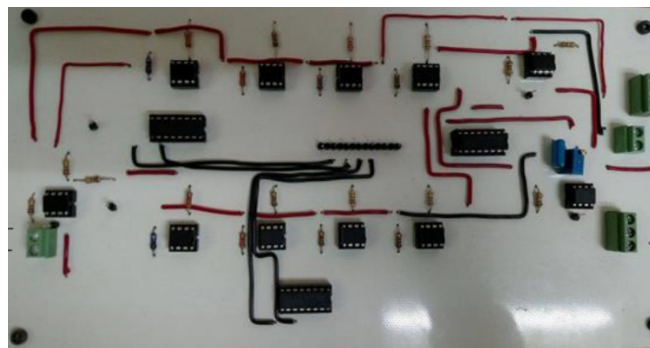


Figure 7 Overview of the developed 64-QAM board.

The figure 8 shows working the 64-QAM modulator, in this case a randomized bit stream was send as information and was packed in symbols (6 bits for 64-QAM), this information was implemented thought the board Arduino Uno taking advantage of the open source platform but other controllers can be adopted to the input port.



Figure 8 Photo of the measurement setup of the 64-QAM modulator.

### 3. Results

The predicted results based on the equations 4 and 5 were compared with the obtained results of the test bench setup showed in the figure 9. The input data is sent from host computer using Matlab for the result and by other way the data for the board is sent from the Arduino Uno platform, this study integrates a complete high performance for a digital serial stream. The figure 9 shows the signal with a phase offset of  $90^\circ$  in this case: a) represent the model in Matlab and b) the result in the scope for the first stage.

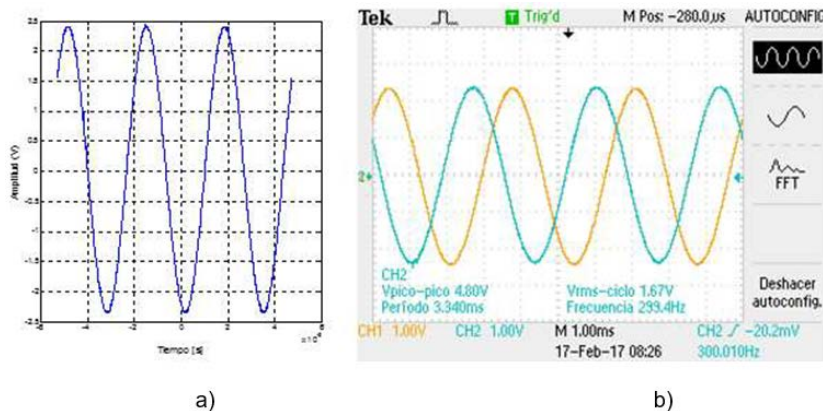


Figure 9 Obtained signal in the first stage with a phase delay of  $90^\circ$  in Matlab and Obtained signal in the scope measured in the Laboratory.



The figure 10 represents the signal with a phase offset of  $90^\circ$  taking into account the bit stream in the input port, in this case the bits numbered as 3 and 6 are controlling the delay stages, a) represent the model in Matlab and b) the result in the scope for the phase delay stages.

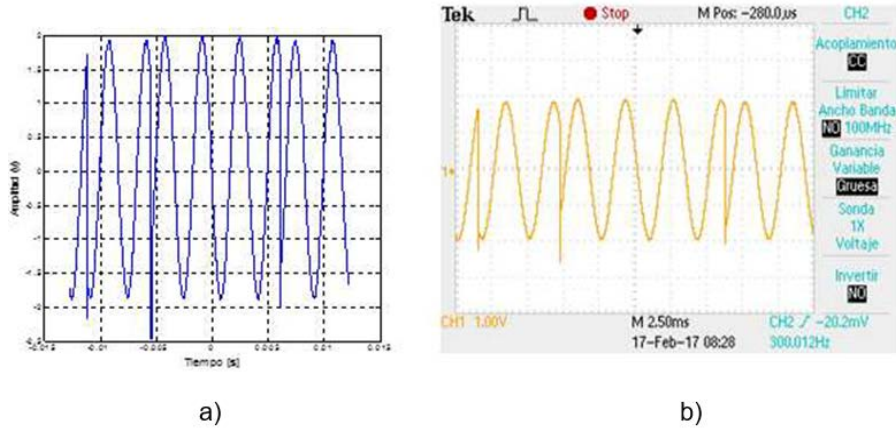


Figure 10 Obtained signal in the first stage with a phase delay of  $90^\circ$  in the two stages in Matlab and Obtained signal in the scope measured in the Laboratory.

The figures 11 and 12 show the amplitude changes after that the phase delay process was implemented, in this case are tested the two amplification stage controlled by four bits, a) represent the obtained model in Matlab and b) the result in the scope after the amplification process involving four amplifiers for each stage.

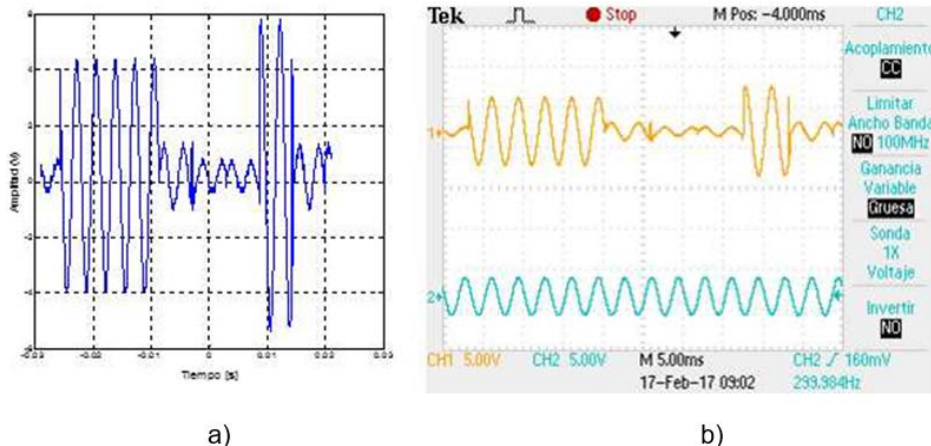


Figure 11 Amplified signal previous to the final stage controlled by two bits after the phase delay process for a) Matlab result and Obtained signal in the scope.

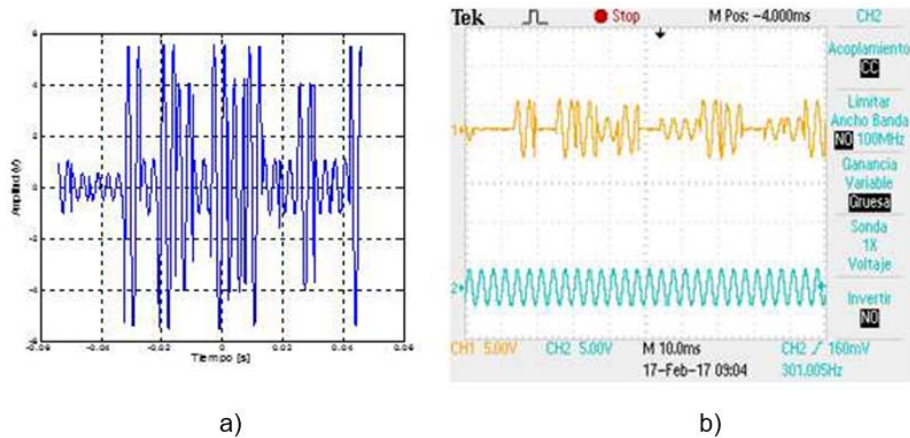


Figure 12 Amplified signal of the second stage previous controlled by two bits after the phase delay process for Matlab result and Obtained signal in the scope.

The used devices allow to work up to 1.3 MHz, the figure 13 shows a general waveform of a 64-QAM signal, a further works that include this methodology allow to emigrate to a higher band in the spectrum.

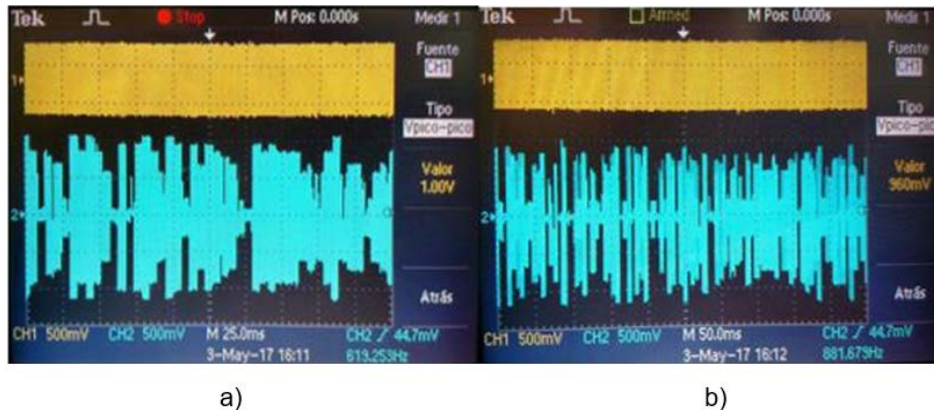


Figure 13 Two general waveforms of a 64-QAM signal up to 1.3 MHz.

#### 4. Discussion

The hardware developers require the use of flexible platform in order to understand properly the performance of a digital signal, as in this case the 64-QAM. Experimental results show firstly in protoboard a result of NMSE= -19.5 dB that was strongly improved to NMSE= -51 dB with the use of this methodology. According with the obtained results the objective was reached and is showing with a high accuracy the signals between stages.

The results modeled in Matlab compared with the general model of a N-QAM system and the measurements done in the laboratory tell us that the board fabricated through CNC machine was properly designed. A lot of knowledge about developing impressed board was gain by the authors.

## 5. Conclusions

The conclusions are summarized as follows:

- The simulated model and the general performance of the fabricated board had an error or NMSE=-51 dB improving the NMSE=-19.5 dB of a schematic develop in protoboard.
- This work derives in a hardware design tool for analysis of communication links that use 64-QAM.
- The developed tool can be used for academic and research purpose due to the details that comprise each stage.
- The next stage in this study is to measure the spectrum and verify if the spectral regrowth was reduced
- Further work require the use of mounting board an increase the frequency in order to emigrate to VHF and UHF used for ATSC in North America.
- This work contributes with a low cost solution for the national problem of connectivity in Mexico in the analysis stage.

## 6. Bibliography and References

- [1] ANSI/SCTE, Society of Cable Telecommunications Engineers, ANSI/SCTE 07 2006 Digital Transmission Standard For Cable Television, Engineering Committeee, 2006.
- [2] Yan, S. et al., Generation of 64-QAM signals using a single dual-drive IQ modulator driven by 4-level and binary electrical signals, Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference, pp. 1-3, Anaheim, USA, March 2013.
- [3] Cárdenas-Valdez, J. R., et al., Amplification of 4-, 8-, 16-, 32- and 64-QAM through the Memory Polynomial-Model as Special Case of the Volterra Series

- Implemented in a RF Satellite Link, in IEEE Ninth Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference, pp. 349-352, Cuernavaca, Nov. 2012.
- [4] Besnoff, J. and Ricketts, D. Quadrature Amplitude Modulated (QAM) Communication Link for Near and Mid-Range RFID Systems, pp. 151-157, San Diego, USA, April 2015.
- [5] Chang, C., Li, Y. and Hirata, J. New 64-QAM Golay Complementary Sequences, In IEEE Transactions on Information Theory vol. 56, no. 5, pp. 2479-2485, May 2010.
- [6] Correa, R. Performance Analysis Of M-QAM with Viterbi Soft-Decision Decoding, Master of Science in electrical engineering thesis, Naval Postgraduate School, March 2003.
- [7] Gnauck, A. H. et al., Generation and Transmission of 21.4-Gbaud PDM 64-QAM Using a Novel High-Power DAC Driving a Single I/Q Modulator, Journal of Lightwave Technology, vol. 30, no. 4, December 2011.
- [8] Kameda, S. et. al., Coverage estimation of uplink 64 QAM signal up to 20 MHz bandwidth based on field trial results: coverage issue of broadband uplink signal, Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), 14th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, pp. 1-5, Brest, France, October 2011.
- [9] Lee, H. and Golomb, S. W. A new construction of 64-QAM golay complementary sequences, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 52, no. 4, pp. 1663-1670, Melbourne, Australia, April 2016.
- [10] Oguma, H. et al., Feasibility Study of Uplink Transmission with 64 QAM Based on Results of MBWA System Field Trial, IEEE 5th Broadband Wireless Access Workshop, Hawaii, U.S.A., 2009.
- [11] Shin, J. et al., The Implementation of 256 QAM CDMA Modulator, Chapter High-Speed Networks and Multimedia Communications, Lecture Notes in Computer Science, vol. 2720, pp 326-332, 2003.
- [12] Vu, X., Duc, N. A. and Vu, T. A. 16-QAM Transmitter and Receiver Design Based on FPGA, Fifth IEEE International Symposium on Electronic Design, Test and Application, pp. 95 – 98, Ho Chi Minh, Vietnam, January 2010.

# INTEGRACIÓN DE UN SISTEMA CEREBRO COMPUTADORA EMPLEANDO SOFTWARE LIBRE

***Irving Ulises Hernández Miguel***

Universidad de la Sierra Sur

*irving.u.h.m@gmail.com*

***Alejandro Jarillo Silva***

Universidad de la Sierra Sur

*ajarillo@unsis.edu.mx*

***Víctor Alberto Gómez Pérez***

Universidad de la Sierra Sur

*vgomez@unsis.edu.mx*

## **Resumen**

La generación de sistemas de interacción entre la computadora y el cerebro humano ha crecido en los últimos años gracias al avance tecnológico. En este artículo se muestra y propone la integración de un sistema cerebro computadora, que permite monitorear la actividad eléctrica del cerebro durante la interacción con otros sistemas (e. g. aplicaciones móviles, web, etc.). El objetivo de la integración es emplear tecnología accesible y software libre, además de proporcionar al laboratorio de usabilidad de la Universidad de la Sierra Sur un sistema capaz de medir la actividad eléctrica aplicando diferentes pruebas de usabilidad, de tal manera que se obtenga información cuantitativa durante dicha interacción. En el desarrollo se hicieron diferentes pruebas con diversas tecnologías. Una de las primeras fue construir la etapa de adquisición y procesamiento de las señales, otra fue realizar pruebas con tecnología de bajo costo que integran la etapa de adquisición y filtrado, y la última etapa fue proponer una arquitectura para la integración del sistema empleando software libre. Para demostrar la funcionalidad del sistema, se llevaron a cabo dos experimentos, donde los usuarios realizaron tareas específicas con diferentes grados de dificultad durante la interacción con un

sitio web, y de manera paralela se registró la actividad eléctrica de cada uno de ellos.

**Palabras Claves:** EPOC+, interacción cerebro computadora, software libre.

## **Abstract**

*The generation of systems of interaction between the computer and the human brain has grown in recent years thanks to technological advances. This article shows and proposes the integration of a computer brain system, which allows monitoring the electrical activity of the brain during interactions with other systems (e. g. mobile applications, web, etc.). The objective of the integration is to use accessible technology and free software, in addition to providing the software usability lab of the Universidad de la Sierra Sur with a system capable of measuring the electrical activity by applying different usability tests, in order to obtain quantitative information during the interaction. In the development different tests were made with diverse technologies. One of the first steps was to build the stage of acquisition and processing of signals, another stage was to perform tests with low-cost technology that integrate the stage of acquisition and filtering, and the last stage was to propose an architecture for system integration using free software. To demonstrate the functionality of the system, two experiments carried out, in which the users performed specific tasks of different degrees of difficulty during the interaction with a website, and simultaneously the electrical activity of each one was recorded.*

**Keywords:** Brain computer Interaction, EPOC+, free software.

## **1. Introducción**

Nuestro cerebro produce pequeños impulsos eléctricos (potenciales de acción) que viajan a través de las neuronas. Estos impulsos eléctricos forman ritmos que son conocidos como señales u ondas cerebrales [Psicología de la percepción visual, 2017]. Las señales cerebrales muestran la actividad cerebral y pueden observarse en un electroencefalograma mediante el uso de un electroencefalógrafo, figura 1.



Figura 1 Electroencefalograma.

La llegada del electroencefalógrafo produjo numerosas investigaciones de las ondas cerebrales y estados de conciencia. Esto dio lugar a una clasificación de las señales cerebrales; Beta, Alfa, Theta, Delta y Gamma [Rojas et al., 2012], figura 1c. Las ondas Beta con frecuencias de 14 a 40 Hz, se producen cuando el cerebro está despierto o se encuentra en actividades mentales intensas, las ondas Alfa con 7.5 a 14 Hz se manifiestan cuando hay una escasa actividad cerebral o relajación, las ondas Theta con 4 a 8 Hz se alcanzan en un estado de calma profunda, las ondas Delta con frecuencias de 0.5 a 4 Hz se generan cuando hay un estado de “sueño profundo” y finalmente las ondas Gamma con frecuencias mayores a los 40 Hz que se asocian a una repentina introspección [Rojas et al., 2012].

El estudio de patrones de señales cerebrales se había limitado a que sólo pudieran hacerlo instituciones (eg institutos neurológicos privados, centros de investigación de biomédica, etc.) que contaban con dispositivos biomédicos especializados. Hoy en día con el nacimiento de nuevas tecnologías se abre una puerta al campo científico para abundar más en la investigación, la cual involucra las señales eléctricas que ocurren en el cerebro, para ello es necesario integrar diferentes módulos, mismos que con la ayuda de la informática y de ingeniería es posible desarrollar una tecnología, la cual tiene como objetivo principal ser flexible y factible para estudiantes, profesores e investigadores. Es decir, contar con una tecnología de fácil implementación o utilización que obtenga la información de los impulsos eléctricos del cerebro.

La forma de obtener dicha información cerebral es hacer una lectura del voltaje de los impulsos eléctricos que generan los grandes conjuntos de neuronas (redes de

neuronas) [Erp, 2012]. Para obtener estos voltajes se podría emplear una tecnología invasiva, es decir sensores en contacto directo con el cerebro colocados a través de cirugía [Sepúlveda, 2011] (figura 2a), esta tecnología es la ideal, debido a que se hace una lectura directa del cerebro, pero su realización requiere especialistas en el área médica, lo cual resulta difícil, costoso y sobre todo invasivo. La alternativa sería utilizar tecnologías no invasivas [Sepúlveda, 2011], las cuales consisten en colocar electrodos en contacto directo con el cuero cabelludo, figura 2b.

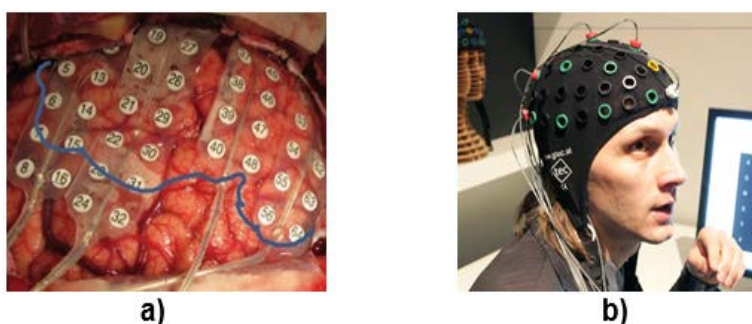


Figura 2 Aplicación de electrodos con tecnología invasiva, tecnología no invasiva

Actualmente las tecnologías más accesibles que podrían ayudarnos a la investigación de las señales cerebrales son las denominadas tecnologías BCI (Interfaz Cerebro Computadora “Brain Computer Interface”). Una Interfaz Cerebro Computadora es un sistema de ingeniería capaz de traducir nuestras intenciones en interacción real con un mundo físico o virtual [Sepúlveda, 2011]. Existen tecnologías comerciales que entran en la clasificación de las tecnologías BCI no invasivas [Erp, 2012]. Algunos ejemplos de las más populares son; la diadema MindWave de la empresa NeuroSky, los cascos EPOC+, EPOC, EPOC Insight de la empresa Emotiv, la banda BrainBand de la empresa MyndPlay y la diadema XWave headset de la empresa PLX devices. Con ellas se podría crear un sistema BCI que obtenga las señales cerebrales que serían estudiadas o utilizadas para algún propósito.

La cantidad de aplicaciones de un sistema BCI es inmenso, desde aplicaciones médicas en las que los pacientes puedan ser tratados para rehabilitación motriz, investigaciones en electroencefalografía, la industria de los videojuegos o en la



interacción con ambientes virtuales hasta ambientes virtuales de realidad aumentada. También es posible llevar a cabo implementaciones en cómputo ubicuo [Santiago, 2015], como la activación de dispositivos con la mente, por ejemplo, encender la luz de un cuarto o un televisor con tan solo pensarlo [Román, 2012]. En este artículo se propone la integración de una arquitectura basada en el uso de tecnología BCI, el objetivo es determinar los niveles actividad eléctrica que manifiestan los usuarios al interactuar con otro tipo de sistemas, y de esta manera el evaluador tendría una herramienta más para determinar la usabilidad de un sistema en particular. Por otra parte, el laboratorio de Usabilidad de la Universidad de la Sierra Sur carece de herramientas para llevar a cabo evaluaciones de usabilidad basándose en la actividad eléctrica del cerebro, es por ello que dicha integración puede ser aplicada en dicho laboratorio.

Este artículo se encuentra estructurado de la siguiente manera: en la sección 2 se encuentra la parte de métodos, en esta sección se describe la metodología y todo el proceso de integración, en las secciones 3 y 4 se presentan resultados y discusiones, y finalmente en la sección 5 se dan las conclusiones y trabajos futuros.

## **2. Métodos**

En este apartado se describen los materiales y métodos que se utilizaron en las cuatro fases de experimentación.

### **Materiales**

- Técnica de aplicación de electrodos para EEG Electro-Cap (figura 3a) de la empresa Electro-Cap-International.
- Diadema MindWave (figura 3b) de la empresa NeuroSky.
- Casco EPOC+ (figura 4) de la empresa Emotiv.
- Software Libre.
  - ✓ Arduino.
  - ✓ Linux Ubuntu 14.04
  - ✓ Software de graficación GNUPlot.

- ✓ Software para automatización de código CMake
- ✓ Sistema Gestor de Base de Datos MySQL
- ✓ Software Emokit
- ✓ Lenguajes de programación; Java y C.
- Hardware
  - ✓ Equipo de cómputo
  - ✓ Arduino Hardware Open Source
  - ✓ Componentes electrónicos (amplificadores de instrumentación y operacionales)



Figura 3 Técnica EEG Electro-Cap., colocación de la diadema en usuario.

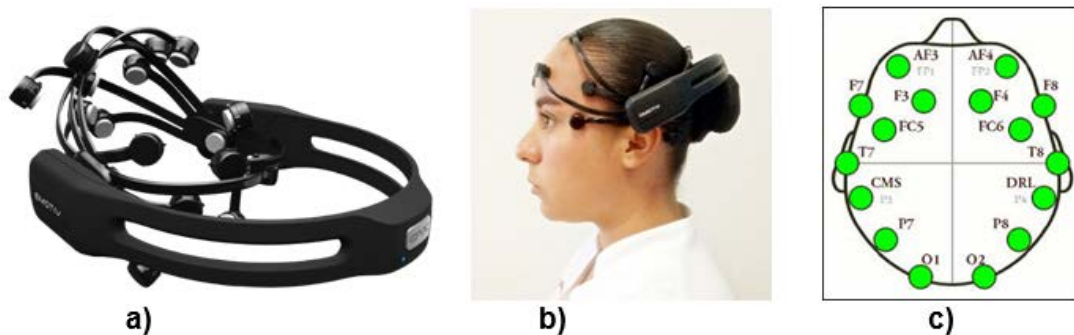


Figura 4 Casco EPOC+, Colocación del casco en usuario, posición de electrodos.

La técnica de colocación de electrodos para EEG Electro-Cap, figura 3a, es una especie de malla para la cabeza que están hechas de un tejido de tipo spandex elástico con electrodos de estaño empotradas a la tela. Los electrodos en las

tapas estándar están posicionados para el método internacional de colocación de los electrodos 10-20 [Caps, 2017].

La diadema MindWave, figura 3b, es también denominada como un auricular inalámbrico EEG, que cuenta con características muy particulares, tabla 1, y es la culminación de décadas de investigación en tecnología de ondas cerebrales con biosensores EEG de laboratorio. Esta diadema se adapta cómodamente en la cabeza, figura 3b, ya que tiene aplicaciones en juegos, en la educación, y la investigación [Mindwave, 2017].

Tabla 1 Características de la diadema NeuroSky MindWave.

<b>Características MindWave</b>	
Principales	<ul style="list-style-type: none"><li>• Conexión directa (electro seco).</li><li>• Un canal EEG + Referencia + Tierra.</li><li>• Detección de señal de nivel extremadamente bajo.</li><li>• Filtro avanzado con alta inmunidad al ruido.</li><li>• RAW EEG a 512 Hz.</li><li>• Frecuencia de muestreo de 512 Hz.</li><li>• Rango de frecuencia de 3-100 Hz.</li><li>• Protección ESD: Contacto 4 kV.</li><li>• Descarga: Aire 8 kV.</li><li>• Consumo máximo de energía: 15 mA 3.3 V.</li><li>• Voltaje de operación: 2.97 ~3.63 V.</li><li>• UART (Serial): 1200, 9600, 57600 baudios.</li></ul>
Datos de salida	<ul style="list-style-type: none"><li>• Señales RAW EEG.</li><li>• Atención.</li><li>• Meditación.</li><li>• Ondas Delta, Theta, low alpha, high alpha, low beta, high beta y gamma.</li></ul>

El casco EPOC+ figura 4a es una tecnología BCI comercial de la empresa australiana Emotiv [Epoc, 2017] denominada también como una neuroheadset EEG inalámbrico, que ofrece alta resolución de 14 canales asociados a una posición, tabla 2 y figura 4c diseñado para aplicaciones avanzadas de interfaz cerebro computadora (BCI) y la investigación contextualizada. El EPOC+ proporciona acceso de alta calidad de datos EEG y una gran comodidad en su colocación, figura 4b.

Tabla 2 Características del casco Emotiv EPOC+.

<b>Características EPOC+</b>	
Señales	<ul style="list-style-type: none"><li>• 14 canales: AF3, F7, F3, FC5, T7, P7, O1, O2, P8, T8, FC6, F4, F8, AF42</li><li>• Referencias: P3/P4 para configuración de cancelación de ruido CMS/DRL.</li></ul>
Resolución de las señales	<ul style="list-style-type: none"><li>• Método de muestreo: Muestreo secuencial con ADC individual.</li><li>• Velocidad de muestreo: 128 SPS o SPS* (2048 Hz Internos)</li><li>• Resolución: 14 bits o 16 bits</li><li>• Ancho de banda: 0.2–43 Hz, filtro digital Notch digital a 50 Hz y 60 Hz</li><li>• Filtración: Filtro Sinc digital de 5to orden</li><li>• Rango dinámico (entrada referida): 8400 <math>\mu</math>V(pp)</li><li>• Modo de acoplamiento: AC acoplado</li></ul>
Conectividad	<ul style="list-style-type: none"><li>• Inalámbrico: Bluetooth® Smart</li><li>• Propietario inalámbrico: Banda de 2.4 GHz</li></ul>
Alimentación	<ul style="list-style-type: none"><li>• Batería: Batería interna de polímero de litio de 640mAh</li><li>• Duración de la batería: Hasta 12 horas</li></ul>

## Desarrollo y Experimentación

En este apartado se describe cada fase de experimentación. Éstas se basan en el uso de una técnica EEG o tecnología BCI. La primera fase se enfoca en la construcción de una tecnología BCI empleando la técnica EEG Electro-Cap. La segunda fase es la modificación a nivel hardware y software de la tecnología MindWave. La tercera fase de experimentación se basa en utilizar el casco EPOC+ empleando el software libre Emokit, con el fin de extraer y procesar los datos de los sensores de dicho casco para la implementación de un graficador de señales. Por último, en la cuarta fase de experimentación se realizan pruebas a dos usuarios para medir la actividad eléctrica de su cerebro durante la interacción con un sitio web.

## Primera Fase de Experimentación

Se construyó tecnología BCI no invasiva utilizando componentes electrónicos; circuitos integrados, amplificadores de instrumentación, amplificadores operacionales y software libre (Linux, Java y C). Se implementaron circuitos electrónicos analógicos y digitales especializados en conjunto con la técnica de EEG Electro-Cap. Además, se elaboraron PCBs [Cifuentes, 2010] empleando

software de simulación y diseño; Proteus, ISIS y National Instruments Multisim. En la parte de la amplificación y filtrado de las señales se utilizaron los amplificadores de instrumentación INA128 y AD623 [Cifuentes, 2010]. Cabe señalar que debido a la presencia de ruido eléctrico los resultados en las señales fueron poco legibles.

### **Segunda Fase de Experimentación**

Se realiza una búsqueda de tecnología BCI ya existente, la cual podría ser la solución a la obtención de las señales. La diadema MindWave se adquirió y modificó [MindWave, 2017], de tal manera que las señales entregadas ahora son procesadas por una tarjeta Arduino.

Al realizar pruebas de contacto con esta tecnología se logró obtener, procesar y graficar las señales cerebrales con una velocidad de muestreo de 1 Hz. Sin embargo, esta lectura es muy lenta, ya que en el intervalo de un segundo se manifiestan, mismas que no son obtenidas por la diadema. Además de contar con un electrodo, que se coloca en la frente, el cual no alcanza a cubrir las diferentes zonas del cuero cabelludo, por lo tanto, no se tiene una representación válida de la actividad eléctrica del cerebro. A partir de los resultados del muestreo de 1 Hz y la limitante de utilizar un solo electrodo, la tecnología MindWave es descartada.

### **Tercera Fase de Experimentación**

Con la finalidad de resolver el problema del muestreo y hacer un barrido de la mayor cantidad de señales del cerebro se toma la decisión de emplear la tecnología EPOC+ en la integración del sistema que se encuentra constituido por la siguiente arquitectura, figura 5:

1. *Módulo de actividad cerebral*: para obtener las señales del cerebro se necesita un usuario, el cual realizará diferentes actividades según cada caso.
2. *Módulo de obtención de señales*: la tecnología EPOC+ se va encargar de obtener, filtrar y proporcionar cada una de las señales de los 14 sensores con los que cuenta. El muestreo de trabajo es de aproximadamente 128 Hz [EPOC, 2017].

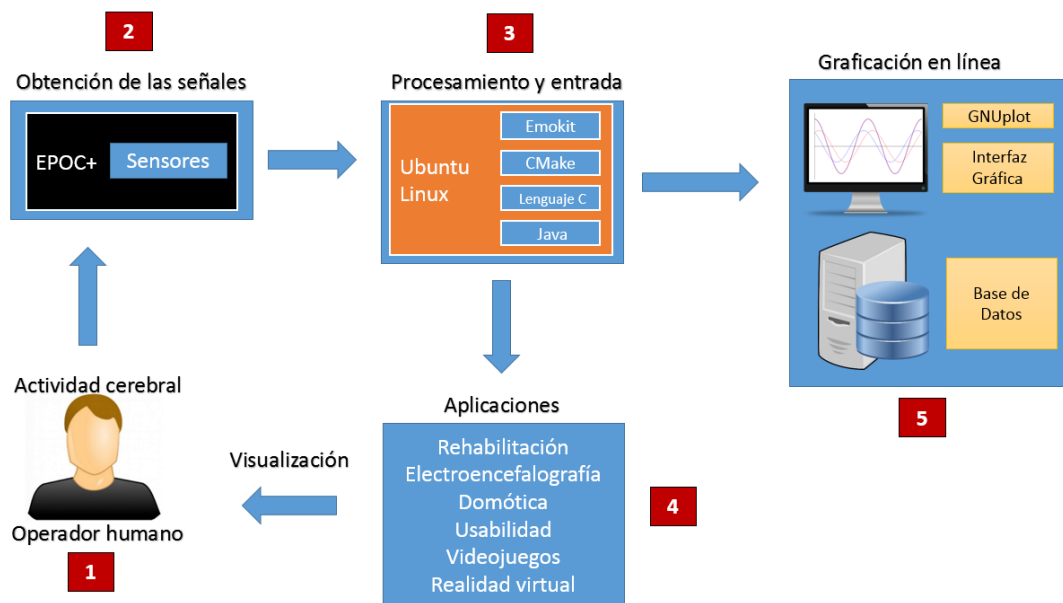


Figura 5 Arquitectura general para la visualización de las señales cerebrales.

3. *Módulo de procesamiento y entrada*: los datos son procesados y almacenados por una computadora con software libre; Linux Ubuntu 14.04, CMake, C y Java.
4. *Módulo de aplicaciones*: para esta aplicación en especial, el evaluador tendrá la opción de visualizar en tiempo real la activación eléctrica del cerebro, además de guardar en un archivo CSV todos los datos para su posterior análisis de ser necesario.
5. *Módulo de graficación*: este módulo conlleva la generación de la representación gráfica de las señales eléctricas, para ello se emplearon herramientas como Java, C y GNUPlot. Las lecturas hechas son guardadas en una base datos en MySQL que podrían servir para estudios posteriores.

La tecnología EPOC+ es el módulo clave para hacer la integración del sistema, esta tecnología comercial es de las más avanzadas a nivel mundial. Este casco requiere de software comercial, el cual se limita en función del costo de este. Lo que quiere decir que cuenta con distintos tipos de licencia y costos para su uso [Epic, 2017]. Al hacer la inversión de adquirir el dispositivo se toma el camino de crear y utilizar el software libre Emokit para obtener la información del casco

EPOC+ y lograr implementar el módulo de Obtención de señales cerebrales. Con esto se evita el uso del software de la empresa que tiene un costo significativo.

Para los experimentos se utilizó una computadora con las siguientes características; Procesador Intel Core i3-3220 a 3.30 Ghz, Memoria RAM 6 GB, Ubuntu 14.04 y Tarjeta de video AMD Radeon Graphics.

Se obtienen los datos guardados en archivos CSV de las señales cerebrales del casco EPOC+ utilizando software libre. Este software denominado Emokit [Open Emotiv, 2017] se modificó para que los datos del casco EPOC+ pudieran ser obtenidos, procesados y visualizados numéricamente en la computadora, figura 6(a). Los datos del archivo CSV describen la calidad de contacto, lectura del voltaje de los sensores, la posición del giroscopio, la cantidad de ciclos de lectura y el estado de la batería, tabla 3 y figura 6a.

Tabla 3 Datos obtenidos con software libre Emokit modificado.

Datos en archivo CSV	
Calidad de contacto	<ul style="list-style-type: none"><li>Datos etiquetados en calidad Bueno, Regular y Malo.</li></ul>
Sensores	<ul style="list-style-type: none"><li>Sensores: AF3, F7, F3, FC5, T7, P7, O1, O2, P8, T8, FC6, F4, F8, AF42.</li><li>Valores con rango de 0 a 16383.</li></ul>
Giroscopio	<ul style="list-style-type: none"><li>Valores en eje X e Y con rango de -128 a 128.</li></ul>
Ciclos de lectura	<ul style="list-style-type: none"><li>Valores con rango de 0 a 128.</li></ul>
Batería	<ul style="list-style-type: none"><li>Valores con rango de 0 a 100.</li></ul>



Figura 6 Captura de pantalla de datos crudos del EPOC+ y el graficador de señales.

Al tener los datos de manera numérica, es necesario poder visualizarlos de alguna manera gráfica que sea lo más intuitiva posible para una fácil interpretación. Una manera de hacerlo es desarrollar una interfaz gráfica que muestre las señales

cerebrales en la computadora, y con esto se desarrolla el módulo de Graficación en línea. Los datos numéricos se grafican como señales cerebrales con el software GNUPlot y lenguaje C, figura 6a.

Para validar que el procesamiento de señales realmente nos proporciona información de lo que sucede en el cerebro, se realizaron pruebas de contacto con un usuario, figura 6b. Para estas pruebas el usuario recibió las siguientes indicaciones: cerrar y abrir los ojos rápidamente, relajarse, hablar en voz alta, reír, mover los ojos y pensar algo profundamente. Los resultados demuestran que cuando el usuario realiza cada una de las tareas mencionadas existe la presencia de diferentes señales, con diferente forma de onda y periodo. Lo cual significa que la adquisición, codificación y filtrado de las señales se está llevando de la manera correcta, figura 6.

#### **Cuarta fase de Experimentación**

Este experimento consiste en evaluar la actividad eléctrica cerebral de un usuario al interactuar con un sitio web. Para ello el usuario debe realizar una serie de tareas, mismas que se le estarán informando cuando culmine una de ellas. Con esto se mide su actividad cerebral durante el transcurso de su navegación hasta que termine con éxito la tarea encomendada o de lo contrario a que hayan pasado 5 minutos.

Se eligen dos usuarios, un usuario que está familiarizado con el sitio web de la UNSIS y otro que no lo está. A los usuarios figura 7 se les asigna diversos tipos de tareas, las cuales tienen su respectiva complejidad, tabla 4.



Figura 7 Usuario familiarizado, usuario no familiarizado.



Tabla 4 Tareas para navegación en el sitio web de la UNSIS.

No	Tarea	Nivel de dificultad
1	<ul style="list-style-type: none"><li>Encontrar el plan de estudios de la carrera en informática.</li></ul>	Sencillo
2	<ul style="list-style-type: none"><li>Encontrar el nivel académico de la profesora Teresita de J. Mijangos Martínez.</li></ul>	Normal
3	<ul style="list-style-type: none"><li>Encontrar a los editores de la revista "Salud y Administración" que publica la universidad.</li></ul>	Moderado
4	<ul style="list-style-type: none"><li>Encontrar el número de teléfono de la UNSIS para pedir informes de inscripción.</li></ul>	Difícil
5	<ul style="list-style-type: none"><li>Encontrar el reglamento de la biblioteca de la universidad.</li></ul>	Difícil

### 3. Resultados

El primer resultado es la obtención de los datos crudos del casco EPOC+ a través de la modificación de la librería Emokit. También la implementación de un visualizador de señales cerebrales empleando software libre (Linux, Java y C).

Las pruebas de medición de la actividad cerebral de los dos tipos de usuario al navegar en un sitio web arrojaron los siguientes resultados:

- **Usuario familiarizado:** en el sitio web con la tarea 3 manifestó las siguientes señales cerebrales tardando un tiempo de 45 segundos en realizar dicha tarea, figura 8a, durante la realización de la tarea el usuario habló en voz alta diciendo hacia dónde se dirigía y mostró una actividad ocular rápida. Al realizar la tarea 4 con complejidad "difícil" el usuario tardó 22 segundos, figura 8b, el cual es un tiempo menor al de la tarea 3 de complejidad "moderada". Esta diferencia está relacionada a que el usuario ya había buscado esa sección de la página del sitio en otras ocasiones. Por lo que recordó fácilmente la ruta y no dudó hacia dónde dirigirse en la navegación.
- **Usuario no familiarizado:** en el sitio web realizó la tarea 2 de complejidad "normal" con un tiempo de 4 minutos y 38 segundos, figura 9a. La tarea 3 de complejidad "moderada" tardó un tiempo de 47 segundos figura 9b. En ambas tareas el usuario mostró cambios de posición corporal, respiraciones

profundas, movimientos faciales y de cabeza notorios, debido a que no encontraba la sección pedida por la tarea.

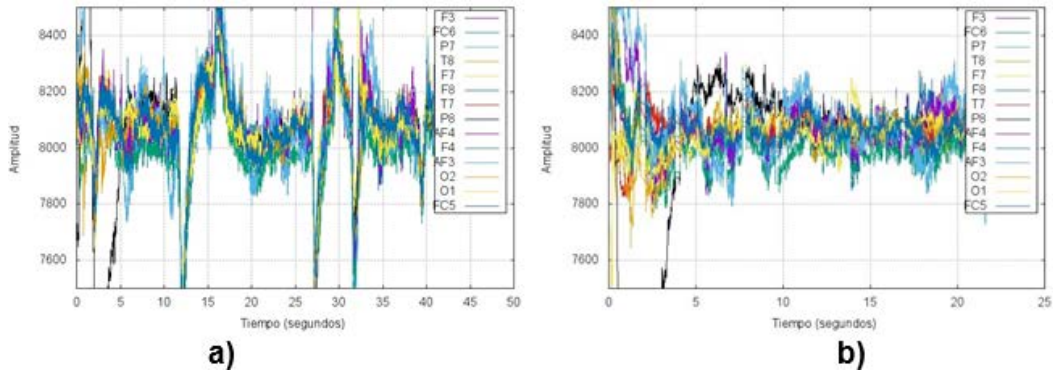


Figura 8 Usuarios familiarizados realizando las tareas 3 y 4.

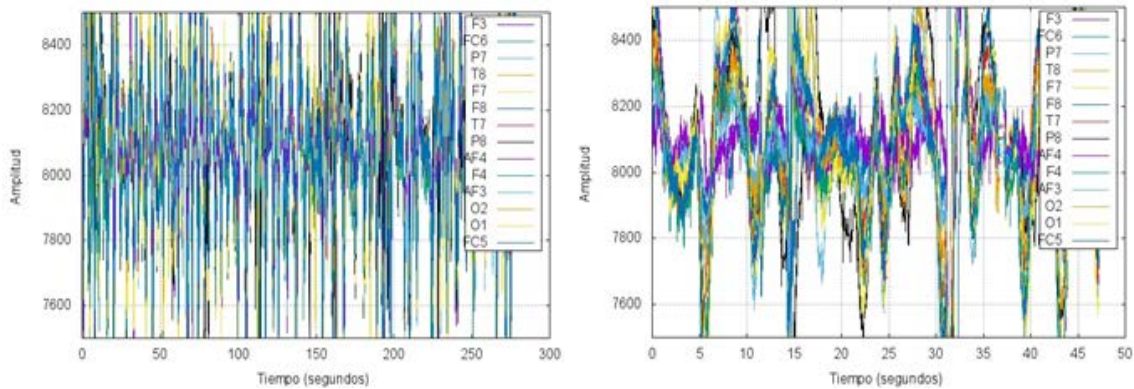


Figura 9 Usuarios no familiarizados realizando las tareas 2 y 3.

#### 4. Discusión

El software Emokit proporciona los datos más importantes (datos crudos de los sensores) como lo hace la API comercial de la empresa Emotiv en su función EEG [Epo, 2017].

El graficador de señales cumple la funcionalidad de mostrar las señales que proporciona cada sensor como lo hace la aplicación EMOTIVPureEEG RAW EEG comercial con la particularidad de que no existe aún una clasificación de ondas [EPOC, 2017] por parte del software Emokit.

Un usuario que realice una actividad que le resulte estresante se verá reflejada en su actividad cerebral en el graficador de señales. Esto se observa al comparar la

realización de la tarea 3 por ambos usuarios (figura 8a y figura 9b), el usuario no familiarizado presenta más oscilaciones y más presencia de actividad eléctrica en sus señales que el usuario familiarizado.

Cuando un usuario no se concentra mucho o no le cuesta trabajo realizar alguna actividad, su actividad cerebral es mínima. Esto se logra observar en la tarea 4 realizada por el usuario familiarizado, ya que su tiempo para realizar la tarea fue poco y la actividad cerebral no presentó oscilaciones notorias.

Es notable la presencia del aumento de la actividad cerebral en el usuario no familiarizado en comparación al familiarizado, basta con observar la amplitud de los picos en todas las tareas del no familiarizado. De esta manera se demuestra que es posible determinar niveles de estrés generados durante la interacción cuando un usuario no es capaz de acceder a una sección de un sitio.

## **5. Conclusiones**

Al poder integrar el casco EPOC+ al sistema y obtener los datos crudos, se puede iniciar desde cero la investigación de búsqueda de patrones de señales, y esto da pauta a poder hacer aplicaciones de las señales cerebrales, es decir que ahora se podría desarrollar un sistema BCI con múltiples aplicaciones en las diferentes áreas científicas. En este artículo mostramos la implementación de un graficador de señales cerebrales, el cual es capaz de proporcionar información verídica de lo que sucede en nuestro cerebro, ya que se comprobó que realmente muestra la presencia de actividad cerebral cuando el usuario realiza una tarea y cuando no la realiza.

Como trabajo a futuro se pretende desarrollar una nueva interfaz visual en lenguaje Java que sirva para tener una mejor manipulación y clasificación de las ondas cerebrales para la medición de usabilidad de aplicaciones en el laboratorio de Interacción Humano Computadora de la Universidad de la Sierra Sur. También se liberará el código para facilitar la extracción de datos del casco EPOC+ y eliminar la limitante del software privativo en este dispositivo, esto se hace con el fin de que más investigadores aborden estos temas con esta tecnología. Por último, se pretende convertir en una API (Interfaz de Programación de

Aplicaciones) el software Emokit añadiéndole nuevas funcionalidades para interactuar fácilmente con lenguajes como Python y Java.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Caps: <http://electro-cap.com/>, 12 de abril de 2017.
- [2] Cifuentes González, I. A., Diseño y construcción de un sistema para la detección de señales electromiográficas. Tesis de licenciatura. México, Universidad Autónoma de Yucatán; 2010.
- [3] Epoc: <https://www.emotiv.com/epoc/>, 12 de abril de 2017.
- [4] EPOC Technical Specifications: <https://www.emotiv.com/epoc/>, marzo 2017.
- [5] Erp, J. Lotte, F. Tangermann, M. Brain-Computer Interfaces: Beyond Medical Applications. IEEE Computer Society. Vol 45. No 4, pp. 26-34, 2012.
- [6] MindWave and Arduino: [http://developer.neurosky.com/docs/doku.php?id=Arduino\\_tutorial](http://developer.neurosky.com/docs/doku.php?id=Arduino_tutorial), 12 de abril de 2017.
- [7] MindWave Technical Specs: <http://neurosky.com/>, 20 de marzo de 2017.
- [8] Open Emotiv EPOC EEG RAW: <https://github.com/openyou/emokit>, 11 de abril de 2017.
- [9] Psicología de la percepción visual, Las ondas cerebrales: [www.ub.edu/pa1/node/130](http://www.ub.edu/pa1/node/130), 14 de marzo de 2017.
- [10] Rojas, S. Garzón, J. Martínez, D. Escobar, M. Robayo, C. Montenegro D., Lector de ondas cerebrales para implementar un sistema alternativo y aumentativo de comunicación. Latin American and Caribbean Conference – International Competition of Student Posters and Papers (LACCEI). No.10, 2012.
- [11] Román Pérez, M. A., Control de un robot manipulador mediante la interpretación de ondas cerebrales. Tesis de maestría. México, CIDETEC Instituto Politécnico Nacional; 2012.
- [12] Santiago López, J. L. Gómez Pérez, V. A. Ramírez Díaz, A. J. Jarillo Silva, A. Santiago López, J. C., Arquitectura de descubrimiento de servicios para

entornos hospitalarios (módulo tiny application). *Pistas Educativas*, No 112, 2015.

[13] Sepúlveda Cervantes, G. Montaña Martínez, N. Román Pérez, M. A., Control de un robot manipulador virtual, utilizando una interfaz cerebro-computadora, Congreso Nacional de Ingenierías Mecánica, Eléctrica, Electrónica y Mecatrónica (CIMEEM), 2011.

[14] Sepúlveda Cervantes, G. Montaña Martínez, N. Román Pérez, M. A., Interfaz Cerebro Computadora para el posicionamiento de un Robot Virtual. XII Simposio Mexicano en Cirugía Asistida por Computadora y Procesamiento de Imágenes Médicas (MEXCAS), 2011.

# **ELEMENTOS DE LOS PARQUES EÓLICOS QUE DEBEN SER CONTROLADOS PARA SU INTERCONEXIÓN CON REDES ELÉCTRICAS**

***Jorge Eduardo Hernández Miranda***

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco

*jorge11752@gmail.com*

***Irvin López García***

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco

*ilg@azc.uam.mx*

***Eduardo Campero Littlewood***

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco

*ecl@correo.azc.uam.mx*

***Francisco Beltrán Carbajal***

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco

*fran\_belt29@hotmail.com*

***Victor Manuel Jiménez Mondragón***

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco

*vmjm1986@gmail.com*

## **Resumen**

En este trabajo se presentan los requisitos que los parques eólicos deben cumplir para su interconexión a una red eléctrica en México. El trabajo se enfoca al análisis de los elementos técnicos que requieren de control, que están incluidos en el Código de Red nacional: parámetros de potencia activa y reactiva, límites de operación de voltaje y frecuencia, así como de la metodología de operación del parque eólico durante una contingencia en la red eléctrica o en el propio parque eólico. También se presenta un estudio de algunas alternativas tecnológicas que

permiten satisfacer los requisitos establecidos en el Código de Red para una interconexión segura, desde el punto de vista de estabilidad transitoria y aprovechamiento de la energía eólica, entre los parques eólicos y la red nacional.

**Palabras Claves:** Código de red, oscilaciones de voltaje y frecuencia, parque eólico, potencia activa y reactiva, red eléctrica nacional.

## **Abstract**

*This paper presents the requirements that the wind farms are fulfilled for their interconnection to an electric network in Mexico. The work focuses on the analysis of the technical elements that require control, which are included in the National Grid Code: parameters of active and reactive power, voltage and frequency operation limits, as well as the methodology of operation of the wind farm during a contingency in the electric network or in the wind farm itself. It also presents a study of some technological alternatives that allow to satisfy the requirements established in the Grid Code for a secure interconnection, from the point of view of transient stability and use of wind energy, between wind farms and the national grid.*

**Keywords:** *Active and reactive power, frequency, grid code, national electric network, voltage sags, wind farm.*

## **1. Introducción**

Las fuentes de energías renovables están tomando un papel cada vez más importante en el mundo por el fenómeno del calentamiento global provocado por los gases de efecto invernadero [INECC, 2017], [IPCC, 2017]. La generación de energía eléctrica convencional, basada en combustibles fósiles, tiene un efecto importante en este fenómeno. Es por ello que el uso de fuentes de energía limpia, como lo es el viento en la generación de la energía eléctrica que según el Consejo Global de Energía Eólica (GWEC, por sus siglas en inglés) tiene un crecimiento del 20% anual. De acuerdo con la Asociación Mexicana de Energía Eólica (AMDEE), la Secretaría de Energía (SENER) y la Comisión Reguladora de Energía (CRE), México es el segundo país en Latinoamérica más importante en el

uso de la generación eólica se ha planteado como reto incrementar la potencia de generación de energía eléctrica con esta fuente a 15,000 MW para los años 2020-2022 [CRE, 2016], [DOF, 2016], [GWEC, 2015].

Para el cumplimiento de este reto, se requiere llevar a cabo una evaluación de los elementos que integran los parques eólicos y el impacto que estos tienen en su interacción con la red eléctrica por los problemas inherentes a la variabilidad del viento. El análisis incluye las variaciones de tensión, frecuencia, potencia activa y reactiva, e intensificación de carga [Cialdea, 2012], [Jadhav, 2011]. Existe información en la literatura básica y especializada al respecto de los problemas que pueden afectar la seguridad y calidad de la energía de la red eléctrica [Chen, 2005], [Chompoo, 2005], [CRE, 2016], [DEFU Comittee Reports, 1998], [El Moursi, 2008], [Ekraft systems, 2004], [Heier, 2014], [IEC-61400-12], [IEC-61300-21, 2001].

El objetivo de este trabajo es presentar un análisis general de las características que presenta un parque eólico cuando se interconecta con una red eléctrica. Se abordan temas como: la planeación del parque, problemas debido a la naturaleza del viento, distribución de aerogeneradores, cuestiones de desempeño y generación, así como opciones con las que se pueda mejorar su eficiencia en la generación y suministro de la de energía eléctrica. La intención del trabajo es señalar los problemas que se presentan al momento de la interconexión de estos sistemas con la red eléctrica y con ello estar en la posibilidad de hacer recomendaciones que hagan que se respeten los límites y valores establecidos por el Código de Red Nacional [CRE, 2016].

El trabajo está organizado de la siguiente manera. En la sección 2 se describe el concepto de parque eólico, los componentes que lo conforman y las problemáticas que este presenta en su funcionamiento tanto en condiciones de operación generales, como en su interconexión a la red eléctrica. En la sección 3 se presentan los parámetros establecidos por el código de red nacional para la interconexión del parque eólico a la red eléctrica, en la sección 4 se analizan estos resultados, por último, en la sección 5 se presentan las conclusiones del trabajo.



## **2. Métodos**

Un parque eólico es una agrupación de aerogeneradores que utiliza la energía cinética del viento para generar energía eléctrica a través de turbinas eólicas, generalmente de eje horizontal. Los componentes básicos de un aerogenerador son: la torre, turbina eólica (rotor con tres álabes unidas al cubo), eje con engranaje mecánico (multiplicador), generador eléctrico, mecanismo de guiñada (paleta de cola, sensores) y algoritmos de control [Patel, 2005], [Retana, 2016]. Aunque la capacidad de generación de un parque eólico depende sobre todo del recurso eólico en la zona donde se encuentra ubicado, la potencia del parque eólico también puede estar condicionada por las especificaciones de operación de la red eléctrica a la cual está interconectado [Patel, 2005], [Rajib, 2002] [Muller, 2002].

El constante incremento de la capacidad eólica incluida en las redes eléctricas hace necesario que la generación eólica tenga un funcionamiento que colabore con la estabilidad de la red [Erlich, 2006], [Pearmine, 2007]. Es necesario conocer los efectos claves causados por la integración de la energía eólica a gran escala en el sistema de energía. Por esta razón, los códigos de red expuestos actualmente exigen que los grandes parques eólicos soporten variaciones de tensión, que se especifican en función del porcentaje de cambio y la duración de la variación. Tales requisitos se conocen como Fault Ride Through (FRT), que significa, requerimientos para resistir una falla sin sufrir daños o requisitos de transición de baja tensión (LVRT) Low Voltage Ride Through y se describen por una característica de voltaje contra tiempo, que denotan la resistencia mínima requerida de la central de energía eólica a la baja tensión del sistema [Tsil, 2009], [Patel, 2005], [Ackerman, 2005]. Los requisitos de FRT incluyen una restauración de potencia de salida activa y reactiva rápida a los valores previos a la falla, después de que la tensión del sistema vuelva a su funcionamiento normal, con el fin de soportar la tensión del sistema. Las centrales eólicas pueden participar activamente en la operación de la red y en el control mediante la regulación de su potencia de salida. Todos los códigos de red actualmente imponen requisitos sobre las capacidades de regulación de la potencia activa de los parques eólicos.

Dentro de la potencia activa disponible (condiciones de viento predominantes), la potencia de salida puede regularse a un valor específico [Ackerman, 2005], [Ekraft systems, 2004], o tener una relación fija con la potencia disponible de manera que se mantenga una reserva especificada, ya sea en MW o como porcentaje de la potencia disponible [Ackerman, 2005], [Ekraft systems, 2004]. Los requisitos adicionales incluyen la limitación de la velocidad de cambio de la potencia de salida [Ackerman, 2005], [Ekraft systems, 2004]. Las velocidades de rampa son posibles para los aumentos de potencia, pero la operación con una reserva de marcha es necesaria para ser efectiva cuando la potencia de salida disminuye.

Las capacidades de regulación de potencia reactiva son requeridas por muchos códigos (en algunos países se le conoce como “de cuadrícula”). Esto se efectúa ya sea proporcionando externamente un valor de potencia reactiva específico o mediante un factor de potencia específico. Además, la capacidad de regulación de la potencia reactiva puede explotarse para el control de la tensión en el punto de conexión del parque eólico a la red eléctrica, o en un nodo más distante. Las referencias [Ackerman, 2005], [Ekraft systems, 2004] muestran los requisitos típicos para el rango de regulación del factor de potencia, en función del voltaje de los terminales y de la potencia de salida activa del parque eólico, respectivamente, los cuales van de 1.0 a 0.95 tanto en adelanto como en atraso.

En relación con los problemas que presenta el parque eólico, existe literatura especializada [Abad, 2011], [Ackerman, 2005], [Eisa, 2017], [Ferdous, 2016] [Muljadi, 1998], [Muller, 2002]. [Patel, 2005], [Petru, 2002], [Rajib, 2002], [Rosmin, 2012], [Thiringer, 2004], [Xing, 2016], [Zhang, 2011] donde se presentan elementos específicos como metodologías de “pitch control” (control del ángulo de ataque) [Eisa, 2017], [Ferdous, 2016], [Xing, 2016], [Zhang, 2011], “stall regulated” (control aerodinámico de pérdida de velocidad) [Muljadi, 1998], [Petru, 2002], [Rosmin, 2012], [Thiringer, 2004] y selección del generador eléctrico [Abad, 2011], [Ackerman, 2005], [Muller, 2002], [Patel, 2005], [Rajib, 2002]. Lo que presenta el método de “pitch control” es un control activo que hace variar el ángulo de ataque, es decir, gira los álabes alrededor de su eje, para disminuir el par producido en una turbina de velocidad fija y para disminuir la velocidad de rotación en turbinas

de velocidad variable. Este tipo de control se emplea normalmente para evitar que las altas velocidades de viento (generalmente por encima de la velocidad nominal), provoquen altas velocidades de rotación que pudieran dañar el equipo. Cuando las velocidades del viento llegan a ser muy altas, los álabes se hacen girar de manera que haya menos elevación y más resistencia debido al aumento de la separación del flujo a lo largo de la longitud de la hoja. Esto reducirá la velocidad de rotación de la turbina o el par transferido al eje de modo que la velocidad de rotación o el par se mantenga constante. Por otro lado, los aerogeneradores por “stall regulated” tienen sus álabes diseñados para que cuando la velocidad del viento sea alta (arriba de cierto valor), se disminuya la producción de energía. La disminución de potencia con velocidades de viento altas se debe a los efectos aerodinámicos en los álabes del aerogenerador. El beneficio de “stall regulated” sobre el “pitch control” es el costo de la turbina, así como un menor mantenimiento asociado con menos partes móviles. Al igual que el aerogenerador controlado por “pitch control”, el aerogenerador controlado por “stall regulated” también tiene frenos para detener la turbina a velocidades extremas del viento.

La diferencia entre el aerogenerador por “pitch control” y “stall regulated” radica en que los sistemas de regulación por “stall regulated” dependen del diseño aerodinámico de los álabes para controlar la velocidad de rotación del aerogenerador en altas velocidades del viento, los sistemas regulados por “pitch control” utilizan un control de paso activo para las cuchillas, que permite que los sistemas regulados tengan una potencia de salida constante, mientras que los sistemas con “stall regulated” no son capaces de mantener una potencia constante en vientos fuertes.

Asimismo, dependiendo del ángulo y dirección con la que el viento impacta los aerogeneradores del parque eólico tenemos algunos problemas como son, vibraciones y perturbaciones en los aerogeneradores del parque eólico. Se encuentra el fenómeno denominado “wake effect” [Akdag, 2013], [Rebecca, 2012], [Rolán, 2010], [Sun, 2009], también conocido como efecto sombra, que provoca la disminución de la potencia de giro del aerogenerador colocado atrás (de acuerdo

con la dirección del viento), es decir, la turbulencia provocada en ese aerogenerador representa pérdidas de generación. Por ello para minimizar las pérdidas por este efecto se proponen métodos de distribución de los aerogeneradores a lo largo de la zona del parque. La separación adecuada entre aerogeneradores es de 3 a 4 veces el diámetro del rotor en los costados y de 6 a 8 veces el diámetro del rotor en la dirección del viento, figura 1.

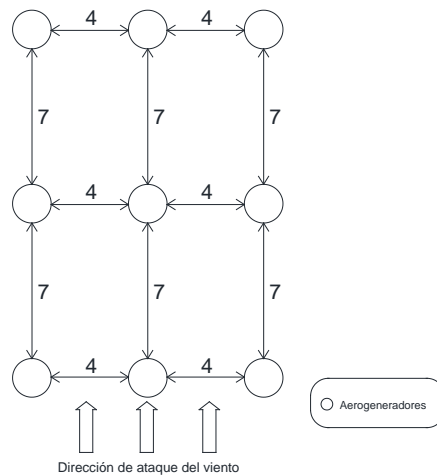


Figura 1 Distribución de aerogeneradores.

De la misma manera para atender la dirección de impacto del viento al parque se propone un sistema de desconexión de aerogeneradores para mitigar el “efecto sombra” en el parque y reducir la turbulencia entre los elementos del mismo. Ver figura 2.

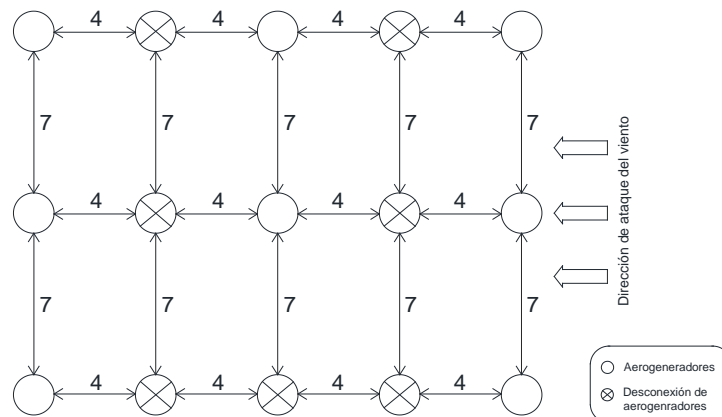


Figura 2 Distribución y desconexión de aerogeneradores debido a la dirección del viento.

Como se pudo observar en los párrafos anteriores, la velocidad del viento toma un papel fundamental para la generación de energía eléctrica. Es por ello que la selección del tipo de generador eléctrico debe hacerse con el estudio de los factores antes mencionados, ya que se cuentan con generadores que son capaces de funcionar a velocidad fija y a velocidad variable, en las cuales podremos encontrar generadores tipo síncrono o asíncrono, comúnmente llamado de inducción [Abad, 2011], [Muller, 2002], [Patel, 2005], [Rajib, 2002], [Rolán, 2010]. Con base en el estudio hecho al perfil de viento en la zona (por lo menos de un año) se puede planear la disposición del diseño del parque.

Para poder interconectar un parque eólico a la red eléctrica, es necesario tener en cuenta cuales son los parámetros que cumplir en la conexión. Al respecto cada país cuenta con un código de red [CRE, 2016]. El cual tiene como objetivo definir los requerimientos técnicos para la interconexión de las centrales eléctricas al Sistema Eléctrico Nacional, manteniendo en todo momento la confiabilidad y seguridad de la red. Para ello clasifica las centrales eléctricas en diferentes tipos, como se puede observar en la tabla 1.

Tabla 1 Clasificación de las Centrales Eléctricas [6].

Áreas Síncronas	Central Tipo A	Central Tipo B	Central Tipo C	Central Tipo D
Sistema Interconectado Nacional	$P < 500$ kW	$0.5 \leq P < 10$ MW	$10 \leq P < 30$ MW	$P \geq 30$ MW

La central eléctrica debe mantenerse operando dentro de los rangos de frecuencia y tiempo definidos en la tabla 2.

Las centrales eléctricas deberán mantenerse interconectados a la red y operando ante cambios de la frecuencia. La central eléctrica debe controlar la potencia activa en respuesta a los aumentos de frecuencia en un tiempo menor a 2 segundos. Debe activarse a partir de 60 Hz, con una característica de regulación entre 3% y 8%. Estos son los factores principales por atender en el suministro de energía de un parque eólico.

Tabla 2 Tiempos máximos en los que la Central Eléctrica puede operar en frecuencias diferentes del valor nominal, sin desconectarse de la red [6].

Área Síncrona	Rango de Frecuencias	Tiempos máximos de Operación
Sistema Interconectado Nacional	$61.8 < f < 62.4$ Hz	15 min
	$61.2 < f < 61.8$ Hz	30 min
	$58.8 < f < 61.2$ Hz	Ilimitado
	$58.2 < f < 58.8$ Hz	30 min
	$57.0 < f < 58.2$ Hz	15 min

### 3. Resultados

El Código de Red nacional muestra los parámetros de potencia activa y reactiva, límites de operación de voltaje y frecuencia. Los cuales deben cumplir los parques eólicos para su interconexión a una red eléctrica en México. Como se observó la distribución de los aerogeneradores toma un papel muy importante para mitigar los problemas de vibraciones y perturbaciones que presenta el efecto sombra, el cual provoca la disminución de la potencia de giro del aerogenerador colocado atrás (de acuerdo con la dirección del viento), es decir, pérdidas de generación. Aún teniendo métodos de distribución de los aerogeneradores a lo largo del área disponible del parque, como se mostró en el artículo, para cumplir las demandas de operación establecidas por el Código de Red se presentan elementos complementarios para satisfacer con los requerimientos para resistir una falla sin sufrir daños. Estos elementos pitch control y stall regulated son las alternativas necesarias para mantener al parque eólico dentro de una interconexión segura, debido a que colaboran para mantener la generación de energía eléctrica dentro del margen solicitado para su distribución, al igual que mantienen la curva de potencia entregada por los aerogeneradores en límites de operación aceptables desde el punto de vista de estabilidad transitoria y aprovechamiento de la energía eólica.

### 4. Discusión

A lo largo del artículo se presentaron diferentes factores que afectan de manera considerable el funcionamiento del parque eólico en materia de generación y calidad de la energía entregada y que deben ser controlados. Se expusieron

algunos puntos fundamentales para la evaluación de la calidad de la energía, estos fueron presentados con base al código de red [CRE, 2016] (México) y en él se exponen los valores aceptables por la red, si la central eléctrica generadora, en este caso eólica, está interconectada a la red eléctrica nacional [Chen, 2005], [CRE, 2016], [Jadhav, 2011], [IEC-61400-12, 2017], [Tsili, 2009]. Si bien es vital cumplir con los valores solicitados por el código de red [CRE, 2016], es fundamental atender las fallas que presente el parque eólico ya que de ello dependerá el correcto y eficiente suministro de energía al sistema eléctrico de potencia. Como pudimos observar en los párrafos anteriores, el parque eólico depende totalmente del viento, la fuente de energía renovable, pero en ella encontramos que debemos contar con estrategias de control y tecnologías para mitigar las perturbaciones posibles, y cumplir con los valores estipulados por la red. La intermitencia del viento resulta ser la variable [Patel, 2005], [Rajib, 2002] de mayor interés, debido a que puede provocar problemas de flujo de potencia activa y reactiva [IEC-61400-21, 2001], [IEC-61400-12, 2017], [Muljadi, 1998] [Ackerman, 2005], variaciones de tensión y frecuencia [Heier, 2014], [Retana, 2016], [Thiringer, 2004]. Los métodos de control de velocidad por “pitch control” [Eisa, 2017], [Ferdous, 2016], [Xing, 2016], [Zhang, 2011], o “stall regulated” [Muljadi, 1998], [Petru, 2002], [Rosmin, 2012], [Thiringer, 2004] son muy utilizados y opciones viables puestos en práctica en condiciones reales. También se observa un avance tecnológico importante de los generadores eléctricos de velocidad variable [Muller, 2002], [Patel, 2005], [Rajib, 2002], [Rolán, 2010] que pueden ser controlados para mitigar las variaciones de potencia y frecuencia que presenta el aerogenerador.

## **5. Conclusiones**

En este trabajo se presentó un análisis general de las características que presenta un parque eólico cuando se interconecta con la red eléctrica. El código de red nacional nos permite mantener el suministro de energía eléctrica dentro de los parámetros convenidos con el Sistema Eléctrico Nacional (SEN) ante cualquier probabilidad de contingencia como lo son, la estabilidad de factor de potencia,

voltaje, frecuencia, potencia activa y reactiva. En el código de red se expresan cuáles son los límites de operación de la red eléctrica nacional cuando se interconecta un parque eólico, es decir que mantenga un nivel adecuado de confiabilidad en la generación de energía eléctrica. Para lograr esto se realizó un estudio de los factores que intervienen en el desempeño del parque eólico como lo es el efecto sombra, “wake effect”, la intermitencia de la velocidad del viento y la transmisión de la energía eléctrica. Por ello son necesarios elementos que ayuden en el control de estos factores. Por otra parte, resulta importante la selección del tipo de generador eléctrico, la distribución de los aerogeneradores en el parque eólico y el número de aerogeneradores con que este cuente. Lo importante es ayudar a mantener la estabilidad en el suministro de energía eléctrica y un nivel adecuado de confiabilidad en el Sistema Eléctrico Nacional.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Abad, G., López, J., Rodríguez, M., Marroyo, L., & Iwanski, G., Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation (Vol. 85). John Wiley & Sons, 2011.
- [2] Ackermann, T. (Ed.), Wind power in power systems. John Wiley & Sons, 2005.
- [3] Akdag, S. A., Guler, O., & Yagci, E., Wind speed extrapolation methods and their effect on energy generation estimation. In Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2013 International Conference on IEEE, pp. 428-430, 2013.
- [4] Chen, Z., Issues of connecting wind farms into power systems. In Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific, 2005 IEEE/PES, pp. 1-6, 2005.
- [5] Diario Oficial de la Federación, Código de Red. CDMX. PDF, pp. 179, 2016.
- [6] Eisa, S. A., Stone, W., & Wedeward, K. (2017, March). Mathematical Modeling, Stability, Bifurcation Analysis, and Simulations of a Type-3 DFIG Wind Turbine's Dynamics with Pitch Control. In Green Technologies Conference (GreenTech), 2017 Ninth Annual IEEE, pp. 334-341, 2017.



- [7] Chompoo-Inwai, C., Lee, W. J., Fuangfoo, P., Williams, M., & Liao, J. R., System impact study for the interconnection of wind generation and utility system. *IEEE transactions on Industry Applications*, 41(1), pp, 163-168, 2005.
- [8] Comisión Reguladora de Energía, Código de Red. CDMX: PDF, pp.144-164, 2016.
- [9] DEFU Committee reports 111-E (2nd edition): Connection of wind turbines to low and medium voltage networks, 1998.
- [10] El Moursi, M., Joos, G., & Abbey, C., A secondary voltage control strategy for transmission level interconnection of wind generation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(3), pp. 1178-1190, 2008.
- [11] English version of Technical Regulations TF 3.2.6, Wind turbines connected to grids with voltage below 100 kV –Technical regulations for the properties and the control of wind turbines, Eltra and Ekraft systems, 2004.
- [12] Erlich I., Shewarega F., Interaction of large wind power generation plants with the power system, *Proc. IEEE Int. Power and Energy Conf.*, Kuala Lumpur, 2006.
- [13] Ferdous, A. M. I., Sheikh, M. R. I., & Shobug, M. A. (2016, December). Controlling of frequency fluctuation of wind turbine generator using wind speed controlled pitch controller. In *Electrical, Computer & Telecommunication Engineering (ICECTE)*, International Conference on IEEE, pp. 1-4, 2016.
- [14] Global Wind Energy Council, Global Wind Statistics, 2015: [http://www.gwec.net/wp-content/uploads/vip/GWEC-PRstats-2015\\_LR.pdf](http://www.gwec.net/wp-content/uploads/vip/GWEC-PRstats-2015_LR.pdf).
- [15] H. T. Jadhav and Ranjit Roy, A Critical Review on the Grid Integration Issues of DFIG based Wind Farms, National Institute of Technology, Surat, India, 2011.
- [16] Instituto Nacional de Ecología y Cambio Climático: <http://www.gob.mx/inecc/acciones-y-programas/gases-y-compuestos-de-efecto-invernadero>.
- [17] Intergovernmental Panel on Climate Change (ipcc), [https://www.ipcc.ch/publications\\_and\\_data/ar4/wg1/es/faq-10-3.html](https://www.ipcc.ch/publications_and_data/ar4/wg1/es/faq-10-3.html).

- [18] Heier, S., *Wind Energy Conversion Systems*, in *Grid Integration of Wind Energy: Onshore and Offshore Conversion Systems*, John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, UK, 2014.
- [19] IEC 61400-12: Wind turbine generator systems. Power performance measurement techniques.
- [20] IEC 61400-21: Power quality requirements for wind whines, 2001.
- [21] Muljadi, E., Pierce, K., & Migliore, P., Control strategy for variable-speed, stall-regulated wind turbines. In *American Control Conference*, 1998. *Proceedings of the 1998*, Vol. 3, pp. 1710-1714, IEEE, 1998.
- [22] Muller, S., Deicke, M., & De Doncker, R. W., Doubly fed induction generator systems for wind turbines. *IEEE Industry applications magazine*, 8(3), PP. 26-33, 2003.
- [23] Patel, M. R., *Wind and solar power systems: design, analysis, and operation*. CRC press, 2005.
- [24] Pearmine R., Song Y.H., Chebbo A., Influence of wind turbine behaviour on the primary frequency control of the British transmission grid, *IET Renew. Power Energy*, 1, (2), pp. 142– 150, 2007.
- [25] Petru, T., & Thiringer, T. (2002). Modeling of wind turbines for power system studies. *IEEE transactions on Power Systems*, 17(4), 1132-1139.
- [26] Rajib Datta and V. T. Ranganathan, Senior Member, IEEE, Variable Speed Wind Power Generation Using Doubly Fed Wound Rotor Induction Machine—A Comparison With Alternative Schemes, *IEEE Transactions On Energy Conversion*, Vol. 17, NO. 3, 2002.
- [27] Rebecca L. Busby, *Wind Power: The Industry Grows Up PemWell*, 2012.
- [28] Retana Mora Francisco Alejandro, Rodríguez García Bruno, *Análisis de estabilidad dinámica ante pequeños disturbios aplicado en aerogeneradores (Tesis de Pregrado)*. Instituto Politécnico Nacional, México. 2016.
- [29] Rolán, A., Luna, Á., Rocabert, J., Aguilar, D., & Vázquez, G. (2010, July). An approach to the performance-oriented model of variable-speed wind turbines. In *Industrial Electronics (ISIE)*, 2010 IEEE International Symposium on IEEE, pp. 3853-3858, 2010.

- [30] Rosmin, N., Samsuri, S., Hassan, M. Y., & Rahman, H. A., Power optimization for a small-sized stall-regulated variable-speed wind turbine. In Power Engineering and Optimization Conference (PEDCO) Melaka, Malaysia, 2012 IEEE International, pp. 373-378, 2012.
- [31] S. Cialdea, M. Peart, and W. Walton, Analysis and mitigation of harmonics in wind turbine transformers Worcester Polytechnic Institute, B.Sc Thesis, 2012.
- [32] Sun, Y. Z., Lin, J., Li, G. J., & Li, X., A review on the integration of wind farms with variable speed wind turbine systems into power systems. In Sustainable Power Generation and Supply, 2009. SUPERGEN'09. International Conference on IEEE, pp. 1-6, 2009.
- [33] Thiringer, T., Petru, T., & Lundberg, S., Flicker contribution from wind turbine installations. IEEE transactions on Energy Conversion, 19(1), pp. 157-163, 2004.
- [34] Tsili, M., & Papathanassiou, S., A review of grid code technical requirements for wind farms. IET Renewable Power Generation, 3(3), pp. 308-332, 2009.
- [35] Xing, H., & Yao, C. (2016, November). Coordinated pitch and generator control for wind turbine flexible power tracking. In Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2016 19th International Conference on IEEE, pp. 1-5, 2016.
- [36] Zhang, L., Sun, Y., & Lv, X., Design on pitch-control wind turbine system based on Bladed. In Control and Decision Conference (CCDC), 2011 Chinese, pp. 3921-3923, IEEE, 2011.

# DETECCIÓN ACTIVA DE FALTAS EN SISTEMAS DE EVENTOS DISCRETOS

***Karen Hernández Rueda***

Universidad de Guadalajara-CUCSUR

*karenhr@cucsur.udg.mx*

***María E. Meda Campaña***

Universidad de Guadalajara-CUCEA

*emed@cucea.udg.mx*

***Bernardo Haro Martínez***

Universidad Autónoma de Guadalajara

*bernardo.haro@gmail.com*

## **Resumen**

El objetivo de este trabajo es presentar una propuesta de solución de Diagnóstico Activo en Sistemas de Eventos Discretos modelado por redes de Petri. La propuesta se basa en un controlador llamado Circuito de Regulación Inteligente que reduce la distancia relativa entre las transiciones que modelan faltas y las del resto de la red de Petri, permitiendo la detección y diagnóstico de faltas mientras se mantiene la vivacidad del sistema y se reduce la flexibilidad del sistema sólo en los estados requeridos. Finalmente, los resultados presentados se ilustran en un ejemplo.

**Palabras Claves:** Detección activa, diagnosticabilidad, redes de Petri, sistemas de eventos discretos.

## **Abstract**

*The aim of this work is to present a proposal of Active Diagnosis in Discrete Event Systems modeled by Petri nets. This approach is based on a controller named Intelligent Regulation Circuit which reduces the relative distance among the system transition allow in the detection and diagnosis of faults while maintaining*

*the liveness of the system. Finally, the results presented are illustrated by an example.*

**Keywords:** *Active detection, diagnosability, discrete event system, Petri nets.*

## **1. Introducción**

En la actualidad los sistemas industriales cada vez más se vuelven grandes y complejos por lo que no están exentos de sufrir cualquier tipo de desviación de su comportamiento especificado (normal), comprometiendo la seguridad tanto de los sistemas como de los operadores humanos. Por lo tanto, las tareas de detección y localización de faltas deben incluirse en los controladores modernos para incrementar la confiabilidad de los sistemas.

La detección y localización de faltas han sido estudiadas extensamente en la literatura desde el punto de vista de los autómatas finitos (FA) y de las redes de Petri (RP). Existen varios enfoques que usan FA; en [Sampath et al., 1995] y [Sampath et al., 1998] se caracteriza la propiedad de diagnosticabilidad y se resuelven problemas de detección y localización de faltas en línea. Después de estos trabajos seminales, estos conceptos han sido extendidos y aplicados a diferentes áreas y herramientas formales. Por ejemplo, en [Lafortune, 2007] se aborda la diagnosticabilidad en sistemas distribuidos. En [Seatzu, 2005] y [Wu, 2005] se trata el problema de diagnóstico usando redes de Petri. Posteriormente, en [Dotoli et al., 2009] se usa un problema de programación entera para determinar cuál secuencia de transiciones fue disparada y así determinar la ocurrencia de una falta. En [Lefebvre, 2011] se usa una función probabilista para dar una medida a la ocurrencia de una falta; en [Ramírez et al., 2012] la propiedad de diagnosticabilidad se caracteriza usando RP Interpretadas (RPI); en [Ruiz et al., 2014] se presentan algoritmos para construir diagnosticadores y probar la diagnosticabilidad del sistema.

Un problema relacionado con la diagnosticabilidad es forzar la diagnosticabilidad en Sistemas de Eventos Discretos (SED). Esto significa, encontrar formas de hacer que un SED sea diagnosticable agregándole elementos al sistema, tales como sensores y/o controladores. Este problema ha sido abordado desde

diferentes puntos de vista. En [Ziqiand et al., 2014] la diagnosticabilidad es forzada seleccionando las palabras apropiadas para conseguir la detección de faltas y su aislamiento (diagnosticabilidad activa) para un caso específico y no se puede generalizar. En [Cabasino et al., 2013] se resuelve un problema de localización de sensor para garantizar la diagnosticabilidad. Por otro lado, en [Hernández et al., 2015] se presenta un enfoque para forzar la diagnosticabilidad en una clase de RP utilizando un controlador nombrado como un Circuito de Regulación [Densel, 1995], la solución es estructural y consiste en añadir nuevos lugares para restringir el disparo de las transiciones en la RPI. Sin embargo, la inclusión de estos lugares reduce el número y variedad de palabras que el sistema puede realizar y, si no se realiza adecuadamente, la inclusión de estos lugares puede bloquear a la red.

Este trabajo presenta una propuesta de diagnosticabilidad activa a través de un Circuito de Regulación Inteligente (CRI) en una clase de redes de RP que no es diagnosticable pero sí acotada y viva. La solución es estructural, considera un marcado de  $k$  marcas en el CRI para asegurar que la ocurrencia de cualquier falta pueda ser detectada y aislada.

En la siguiente sección se presentan la propuesta y los sustentos teóricos necesarios para su comprensión, así como la caracterización de una clase de RP donde se puede realizar un diagnóstico activo.

## 2. Métodos

Esta sección introduce los conceptos básicos de RP y diagnóstico que serán necesarios para la explicación del material presentado en el trabajo. Un lector interesado puede consultar las referencias [Densel, 1995] y [Murata, 1989] para más información.

### Redes de Petri

- Una estructura de una red de Petri es un dígrafo bipartito definido por la 4-tupla  $Q=(P,T,I,O)$ , donde  $P = \{p_1,p_2,\dots,p_n\}$ ,  $T = \{t_1,t_2,\dots,t_m\}$  son conjuntos finitos de lugares y transiciones respectivamente.  $P \cap T = \emptyset$  y  $P \cup T \neq \emptyset$ .  $I: P \times T \rightarrow \{0,1\}$  y  $O: P \times T \rightarrow \{0,1\}$  son las funciones de entrada y salida que

describen los arcos que van de los lugares a las transiciones y de las transiciones a los lugares respectivamente.

- Un marcado es una función  $M: P \rightarrow \{0, 1, 2, 3, \dots\}$  que asigna a cada lugar un número entero no negativo, nombrado como el número de marcas que residen dentro de cada lugar.  $M_0$  es la distribución inicial de marcado.
- Una red de Petri  $N$  es una estructura  $Q$  junto con un marcado inicial, esto se denota como  $N=(Q, M_0)$ .
- La matriz de incidencia  $C$  de  $n \times m$  de  $N$  está definida por  $C_{\{i,j\}} = O(t_j, p_i) - I(p_i, t_j)$ . La notación  $\bullet t = \{p \mid I(p, t) \neq 0\}$ ,  $t \bullet = \{p \mid O(p, t) \neq 0\}$ ,  $\bullet p = \{t \mid O(p, t) \neq 0\}$  y  $p \bullet = \{t \mid I(p, t) \neq 0\}$  representa los lugares de entrada y de salida de  $t$ , y las transiciones de entrada y de salida de  $p$  respectivamente.
- Sea  $(Q, M_0)$  una RP. Los vectores  $X_i$  tal que  $CX_i = 0$ ,  $X_i \geq 0$  son conocidos como T-semiflujos. El soporte de un T-semiflujo  $X_i$ , denotado por  $\langle X_i \rangle$ , es el conjunto de transiciones  $T_i = \{t_j \mid X_i(j) > 0\}$ . La subred  $T_i = \{(P_i, T_i, I, O), M_{0i}\}$  de  $N$  generada por el T-semiflujo  $X_i$  es una T-componente si  $P_i = (\bullet \langle X_i \rangle \cap \langle X_i \bullet)$ ,  $T_i = \langle X_i \rangle$ ;  $I_i$ ,  $O_i$  y  $M_{0i}$  son las funciones de entrada y salida, y el marcado inicial restringido a  $P_i$  y  $T_i$  respectivamente.

Una transición  $t_j$  se dice que está habilitada en el marcado  $M_k$  si este tiene  $M_k(p_i) \geq I(p_i, t_j)$  marcas en cada lugar  $p_i$  de entrada a  $t_j$ . Una transición habilitada  $t_j$  se puede disparar, remueve  $I(p_i, t_j)$  marcas de  $p_i$  y añade  $O(t_j, p_k)$  marcas a  $p_k$  produciendo un nuevo marcado  $M_{k+1}$  (representado por  $M_k \xrightarrow{t_j} M_{k+1}$ ) que puede ser calculado usando la ecuación de estado  $M_{k+1} = M_k + C \vec{t}_j$  donde  $C$  es la matriz de incidencia y  $\vec{t}_j(i) = 1$  si  $i=j$  y  $\vec{t}_j(i) = 0$  en cualquier otro caso.

Observe que  $M_0 \xrightarrow{t_j} M_1$  puede ser extendido a una secuencia de transiciones  $M_0 \xrightarrow{\sigma} M_q$  donde  $\sigma = t_a t_b \dots t_r$ . En este caso  $M_q$  se dice que es alcanzable desde  $M_0$ . El conjunto de alcanzabilidad de  $N$ , denotado por  $R(Q, M_0)$ , es el conjunto de todos los posibles marcados alcanzables desde  $M_0$ , disparando solamente las transiciones habilitadas:

**Definición 1.** Una RP  $(Q, M_0)$  es viva (o equivalentemente  $M_0$  es un marcado de N vivo) si, no importa cual marcado ha sido alcanzado desde  $M_0$ , es posible disparar de última instancia cualquier transición de N al progresar a través de alguna secuencia de disparo adicional.

**Definición 2.** Una RP  $(Q, M_0)$  es k-segura si  $\forall M \in R(Q, M_0)$  y  $\forall p \in P, M(p) \leq k$ . Si se cumple que  $\forall M \in R(Q, M_0)$  y  $\forall p \in P, M(p) \leq 1$ , la red es llamada 1-segura (segura o binaria).

**Definición 3.** Una RP  $(Q, M_0)$  es fuertemente-conexa para cualesquiera dos nodos de la red X, Y (lugares o transiciones) hay un camino de X a Y y de Y a X.

**Definición 4.** Un sifón (o cerrojo) es un subconjunto de lugares  $S = \{p_1, \dots, p_s\} \subseteq P$  de una RP tal que  $\bullet S \subset S \bullet$ . Las siguientes definiciones están relacionadas con la secuencia de transiciones de disparo con los vectores de observación de salida.

**Definición 5.** Una secuencia de transiciones de disparo en una RP  $(Q, M_0)$  es una secuencia  $\sigma = t_i t_j \dots t_k \dots$  tal que  $M_0 \xrightarrow{t_i} M_1 \xrightarrow{t_j} M_2 \dots M_w \xrightarrow{t_k} \dots$

En este trabajo se asume que la RP es evento-detectable, es decir, que el disparo de cualquier transición siempre es detectado. En [Ramírez et al., 2012] y [Rivera et al., 2005] se presenta esta propiedad. Gráficamente una RP se puede ver como en la figura 1a.

### Diagnosticabilidad

En este trabajo sólo se consideran las faltas permanentes  $f_i$ . En la figura 1b se representan dos faltas permanentes  $f_1$  y  $f_2$  en una RP, estas son subredes. En la figura 1c se muestra los subconjuntos de lugares P y transiciones T considerados en la RP en estado normal y de falta.

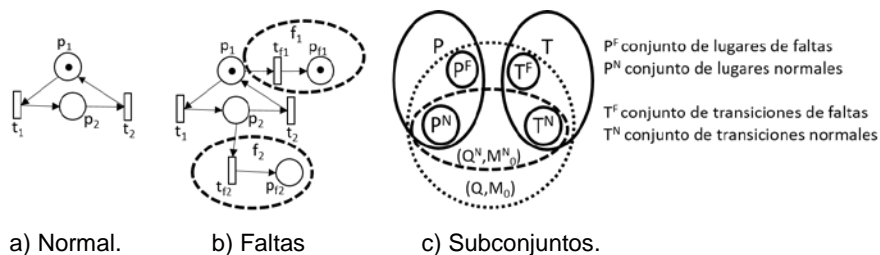


Figura 1 Conjuntos de P y T.



En este trabajo se supone que el disparo de las transiciones de falta no es evento-detectable. En el caso de que lo sea el problema de detección de faltas estaría resuelto.

La siguiente definición es tomada de [Ramírez et al., 2012].

**Definición 6.** Sea  $(Q, M_0)$  una RP y  $t_{fi} \in T^F$ . El conjunto de lugares de pre-riesgo de  $t_{fi}$  es  $P_i^R = \{p_k | p_k \bullet t_{fi}\}$ . El conjunto de lugares de post-riesgo de  $t_{fi}$  es  $P_i^{PR} = \{p_k | p_k \in (\bullet t_{fi})^{\bullet} \cap P^N\}$ . El conjunto de transiciones de pre-riesgo de  $t_{fi}$  es  $T_i^R = \{t_k | t_k \in \bullet P_i^R \cap T^N\}$  y el conjunto de transiciones de post-riesgo de  $t_{fi}$  es  $T_i^{PR} = \{t_k | t_k \in \bullet P_i^{PR} \cap T^N\}$ .

La propiedad de diagnosticabilidad entrada-salida de un SED basada en los modelos RP se define a continuación.

**Definición 7.** Una RP viva dada por  $(Q, M_0)$  es diagnosticable en  $k < \infty$  pasos si usando cualquier secuencia de disparo de transiciones de longitud igual o mayor a  $k$  y la estructura de  $(Q, M_0)$  son suficientes para distinguir la ocurrencia de una falta en el SED. Esta definición es equivalente a la presentada en [Sampath et al., 1996] desde el punto de vista de las RP. Como se muestra en la figura 2, si un ciclo a) que contiene una falta  $f_i$  cuya salida RP es igual a otro ciclo b) que no contiene la falta  $f_i$  entonces la RP es no diagnosticable entrada-salida.

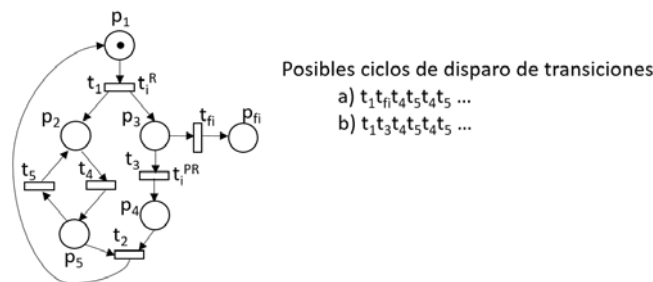


Figura 2 RP con ciclos de disparo indistinguibles.

Si  $t_3 \in T^{PR}$  es evento-detectable (es decir, el disparo de esta transición se detecta), entonces los ciclos pueden distinguirse si  $t_3$  pertenece a cualquier secuencia de disparo de transiciones finita. El intentar disparar  $t_3$  y no poder hacerlo indica que su lugar de entrada no tiene marcas, y esto ocurre porque la marca está retenida en el lugar de falta, es decir ocurrió la falta. Por lo tanto, si la transición de post-riesgo está en cualquier secuencia finita en el comportamiento normal de la red,

entonces en un número finito de pasos se intentará disparar dicha transición, y su disparo o no disparo permite determinar si la falta existió. Este hecho se estudia a través de la distancia relativa [Ruiz et al., 2007] entre dos transiciones y los sifones [Densel, 1995] de la red.

**Definición 8.** Sea  $(Q, M_0)$  una RP limitada, la distancia relativa  $D_R(t_i, t_j)$  entre cualquier par de transiciones  $t_i, t_j \in T$ , es el número máximo de veces que  $t_j$  puede ser disparado sin que se dispare  $t_i$  cuando una marca se retiene en el lugar  $\bullet t_i$ , esto es, el marcado que habilita a  $t_i$  no puede usarse para disparar la transición  $t_j$ . La distancia máxima relativa  $D_H(t_i, t_j)$ , entre cualquier par de transiciones  $t_i, t_j \in T$  es  $D_H(t_i, t_j) = \max\{D_R(t_i, t_j), D_R(t_j, t_i)\}$ .

El problema de caracterizar la diagnosticabilidad de las faltas permanentes necesita el cálculo de las distancias máximas relativas. Este cálculo parece ser un problema complejo. Sin embargo, existen condiciones estructurales de la RP que pueden ser explotadas para determinar polinómicamente la distancia máxima relativa entre las transiciones en una clase de RP.

La siguiente proposición presentada en [Ruiz et al., 2014] caracteriza la diagnosticabilidad en términos de la distancia relativa máxima (si los sifones se desmarcan todas las transiciones no son vivas).

**Proposición 1.** Sea  $(Q, M_0)$  una RP limitada, donde  $(Q^N, M_0^N)$  es viva, acotada y fuertemente-conexa. Sea  $t_{fi}$  una falta permanente,  $p_k$  un lugar de riesgo y  $S_{ti}$  el sifón que se desmarcará cuando  $t_{fi}$  se dispare. Se asume que  $|p_k \bullet| = 1$  y la transición post-riesgo  $t_a \in p_k \bullet$  y las transiciones pre-riesgo son evento-detectable.  $(Q, M_0)$  es diagnosticable respecto a  $t_{fi}$  si todos los T - semiflujos de la red contienen transiciones en  $\bullet S_{ti} \cap S_{ti} \bullet$ .

En la proposición anterior, la notación  $\bullet S_{ti} \cap S_{ti} \bullet$  indica las transiciones de entrada y de salida a los lugares que forman el sifón  $S_{ti}$ .

### Diagnosticabilidad Activa

Las RP que tienen ciclos indeterminados no son diagnosticables. Sin embargo, como se indica en [Hernández et al., 2015], es posible remover estos ciclos modificando la estructura de la RP. La modificación de la RP se realiza a través de

la adición de un Circuito de Regulación (CR) [Densel y Esparza, 1995]. Esto es, si  $\exists$  un conjunto  $T_r = \{t_i, t_j, \dots, t_q\} \subseteq T$  tales que  $\bullet t_i = \bullet t_j = \dots = \bullet t_q$  entonces se añade un conjunto  $C_r = \{p_i', p_j', \dots, p_q'\}$  conocido como un CR para  $T_r$  y arcos tales que  $\bullet p_i' = t_i, p_i' \bullet = t_j, \bullet p_j' = t_j, \dots, \bullet p_q' = t_q$  con una marca inicial en uno de los lugares de  $C_r$ . Considere, por ejemplo, un estacionamiento automatizado que tiene tres entradas (Entrada1, Entrada2, Entrada3), una salida y cuatro cajones (Lugar1, Lugar2, Lugar3, Lugar4) para estacionarse. La figura 3 muestra de lado izquierdo un esquema del estacionamiento y de lado derecho su modelo en RP.

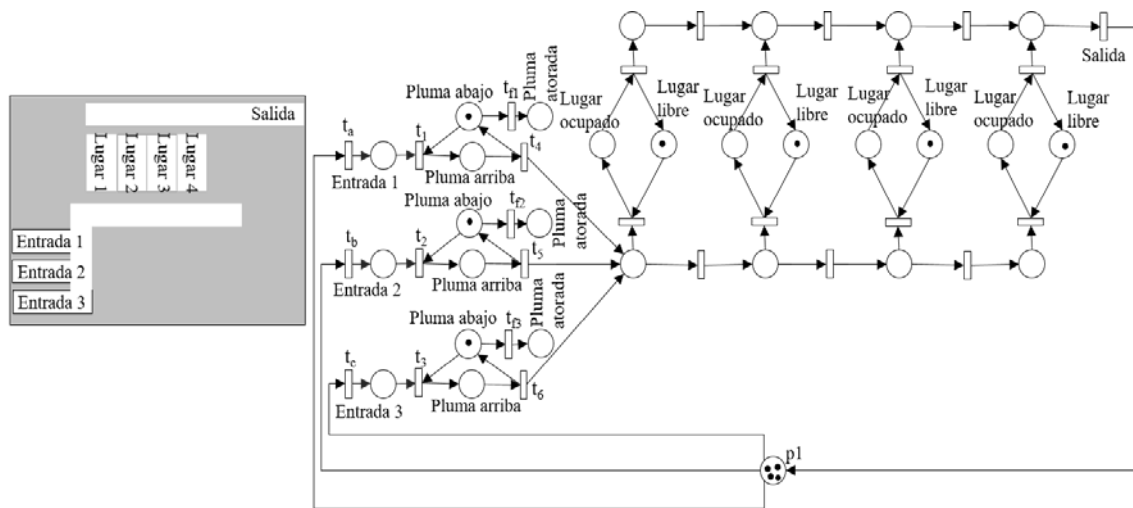


Figura 3 Estacionamiento de capacidad cuatro y su modelo en RP.

Imagine como faltas que las plumas fallen al levantarse ante la llegada de un coche. Hay muchas otras faltas, sin embargo, con la explicación de éstas bastará para ejemplificar al CRI y las demás faltas se pueden tratar exactamente igual. Las partes que destacar en el modelo son las secciones de entrada, las secciones de cada pluma de entrada y las posibles faltas donde las plumas se puede quedar atoradas. En este caso  $t_4, t_5, t_6 \in T^R$  son transiciones de pre-riesgo a las fallas de la pluma de la Entrada1 atorada, pluma de la Entrada2 atorada y pluma de la Entrada3 atorada respectivamente, y  $t_1, t_2, t_3 \in T^{PR}$  son transiciones de post-riesgo de las faltas de la Entrada 1, 2 y 3 respectivamente. Las transiciones  $t_{r1}, t_{r2}, t_{r3} \in T^F$  son las faltas Pluma1 atorada, Pluma2 atorada y Pluma3 atorada, respectivamente. Haciendo el análisis de diagnosticabilidad se obtiene que  $D_H(t_b,$

$t_1)=\infty$ ,  $D_H(t_c, t_1)=\infty$ ,  $D_H(t_a, t_2)=\infty$ ,  $D_H(t_c, t_2)=\infty$ ,  $D_H(t_a, t_3)=\infty$ ,  $D_H(t_b, t_3)=\infty$ , por lo que ninguna de las faltas es diagnosticable.

Según [Hernández et al., 2015] se debe poner un  $C_r$  en  $\{t_a, t_b, t_c\}$  como se muestra en la figura 4 para que los T-semiflujos que pasan por  $t_i, t_j, \dots t_q$  se sumen creando un nuevo T-semiflujo que contenga transiciones en  $\bullet S_{ti} \cap S_{tj} \bullet$  y el sistema se vuelva diagnosticable, es decir forzar la diagnosticabilidad. La parte resaltada en negro es el CR, si se dispara primero  $t_b$  luego se dispara  $t_a$  y por último  $t_c$ . Esto provoca que sólo una entrada esté habilitada a la vez, teniendo los coches que buscar dicha entrada y si están distantes entre sí, es inconveniente.

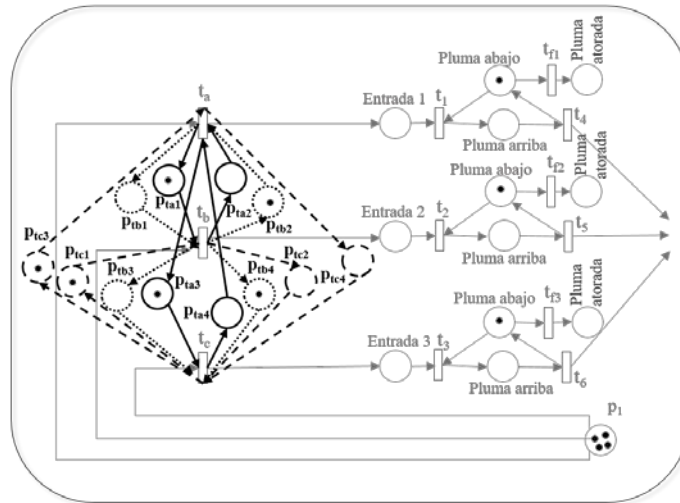


Figura 3 Modelo del estacionamiento con el  $C_r$ .

### Circuito de Regulación Inteligente

Como se indicó anteriormente, forzar la diagnosticabilidad significa la eliminación de ciertas secuencias infinitas que incluyen las transiciones de pre-riesgo, pero que no incluyen las transiciones de post-riesgo. Durante este proceso pueden ocurrir dos cosas, la primera es que se eliminen secuencias de más y que pueden ser importantes para el sistema, y la segunda, que se generan secuencias que bloquean al sistema.

El CR presentado en trabajos anteriores introduce una solución que garantiza la vivacidad, pero establece una  $D_H(t_i, t_j)=1$ , eliminando la flexibilidad en el sistema. Además, introduce un orden estricto en el disparo de  $t_i, t_j, \dots t_q$ , lo cual es limitante

en aplicaciones prácticas como el caso del estacionamiento. Ahora se propone un Circuito de Regulación Inteligente (CRI), que no impone ningún orden en las transiciones del sistema. El circuito sólo actúa cuando se requiere detectar si hay alguna falta. Esto ocurre cuando el circuito detecta el disparo de alguna transición de pre-riesgo y no se ha detectado el disparo de su transición de post-riesgo después de la ocurrencia de un número preestablecido de eventos.

Antes de la definición formal de CRI, se necesita la definición del conjunto de transiciones de regulación de falta, que es el conjunto de transiciones cuyo disparo se puede manipular para asegurar la detección de una falta.

**Definición 9.** Sea  $(Q, M_0)$  una RP y  $t_{fi}$  una transición de falta del sistema. Sea  $T_{t_{fi}} = \{t_i, t_j, \dots, t_q\} \subseteq T$  un conjunto de transiciones tales que  $\bullet t_i = \bullet t_j = \dots = \bullet t_q$ . El conjunto es un conjunto de transiciones de regulación de la falta  $t_{fi}$  si existe al menos una  $t_a \in T_{t_{fi}}$  tal que  $D_H(t_a, t_x) = \infty$ , donde  $t_x$  es la transición de post-riesgo de  $t_{fi}$ .

El disparo de las transiciones de este conjunto es el que se puede controlar para reducir la distancia relativa entre transiciones y detectar la falta. La siguiente proposición muestra que si existe una falta no diagnosticable  $t_{fi}$  entonces también existe el conjunto  $T_{t_{fi}}$ .

**Proposición 2.** Sea  $(Q^N, M_0^N)$  una RP viva y acotada y fuertemente conexa. Sea  $t_{fi} \in T^F$  y  $t_x$  su transición post-riesgo tal que existe  $t_j$  con  $D_H(t_x, t_j) = \infty$  y  $t_j \in T^N$ . Entonces existe  $T_{t_{fi}}$  que es el conjunto de transiciones de regulación de la falta  $t_{fi}$ .

*Demostración.* Tomar  $t_x$  la transición de post-riesgo de la falta  $t_{fi}$  para construir una trayectoria de nodos ascendente de la siguiente forma. Tomar los caminos desde  $t_x$  recorriendo la RP en sentido inverso a sus arcos hasta encontrar una transición  $t_a$  a la que se le puede encontrar un conjunto de transiciones  $T = \{t_a, t_b, \dots, t_q\}$  tales que  $\bullet t_a = \bullet t_b = \dots = \bullet t_q$ . Tal transición existe, de lo contrario cada transición en el camino tiene exactamente un lugar de entrada y estos lugares sólo pueden habilitar las transiciones del camino. Como la red es fuertemente conexa, eventualmente se regresará a  $t_x$  formando un ciclo, aunque no necesariamente mínimo. Como la red es viva, se puede proponer un marcado inicial  $M_0$  acotado que hace viva a la red. De este marcado inicial se puede hacer evolucionar a la red. Como los lugares sólo habilitan transiciones del camino y el camino es finito (los conjuntos de

transiciones y lugares en una red son finitos), eventualmente se deberá disparar  $t_x$ , es decir  $D_H(t_x, t_j) < \infty$ , una contradicción. Por lo tanto, existe el conjunto  $T$  y éste es el conjunto de transiciones de regulación de la falta  $t_{fi}$ . i.e. existe el conjunto  $T_{t_{fi}}=T$ .

La demostración de la proposición anterior nos sugiere un algoritmo para construir los conjuntos de transiciones de regulación para la falta  $t_{fi}$ . Note que si se construye un conjunto  $T_{t_{fi}}$  y se agrega un circuito de regulación como en [Hernández et al., 2015] a este conjunto, podría resultar en que todavía existen transiciones con distancia relativa infinita hacia la falta  $t_{fi}$ , entonces, por la proposición anterior, debe existir otro conjunto  $T_{t_{fi}2}$  con otras transiciones de regulación de falta. Este procedimiento se debe repetir tantas veces como sea necesario, hasta que la falta  $t_{fi}$  sea diagnosticable.

Ahora ya se puede definir el Circuito de Regulación Inteligente.

**Definición 10.** Sea  $(Q^N, M_0^N)$  una RP viva, acotada y fuertemente conexa. Sea  $t_{fi}$  una transición de falta del sistema. Sea  $T_{tk} = \{t_a, t_b, \dots, t_x\} \subseteq T$  un conjunto de transiciones de regulación de la falta  $t_{fi}$ . Un CRI para el conjunto  $T_{tk}$  está formado para cada  $t \in T_{tk}$  por un lugar de auto-lazo  $p_{ai}$  para una transición  $t \in T_{tk}$ , un lugar de salida  $p_{ci}$  llamado contador para una transición  $t \in T_{tk}$ ; para cada  $t_j \in T^R$  un  $p_j^R$  lugar de salida para la transición de pre-riesgo de  $t_j$ , para cada  $t_z \in T^{PR}$  un  $p_z^{PR}$  lugar de post-riesgo de salida a  $t_z$  y un algoritmo de toma de decisiones (STD) que calcula el marcado de los lugares agregados. En el marcado inicial todos los lugares de auto-lazo tienen una marca y los lugares contadores y de post-riesgo están desmarcados.

Los lugares de pre-riesgo están inicialmente marcados sólo si los lugares de entrada a la falta están inicialmente marcados. En la figura 5 se muestra el esquema del CRI. Los lugares mostrados son los añadidos. Hay un circuito por cada conjunto de transiciones de regulación de la falta  $f_i$ .

### **Funcionamiento del Circuito de Regulación Inteligente para la Falta X**

Sea  $T_{tx} = \{t_1, t_2, \dots, t_{nc}\}$ ,  $p_{ci}$ =lugar del contador  $i$ -ésimo,  $p_{+i}$ = lugar pre-riesgo  $i$ -ésimo,  $p_{-i}$  lugar post-riesgo  $i$ -ésimo,  $p_{ai}$ = lugar de auto-lazo  $i$ -ésimo,  $k$ = el número máximo de veces que se pueden disparar algunas de las transiciones en el

conjunto de transiciones de regulación de la falta sin disparar alguna otra del mismo conjunto.

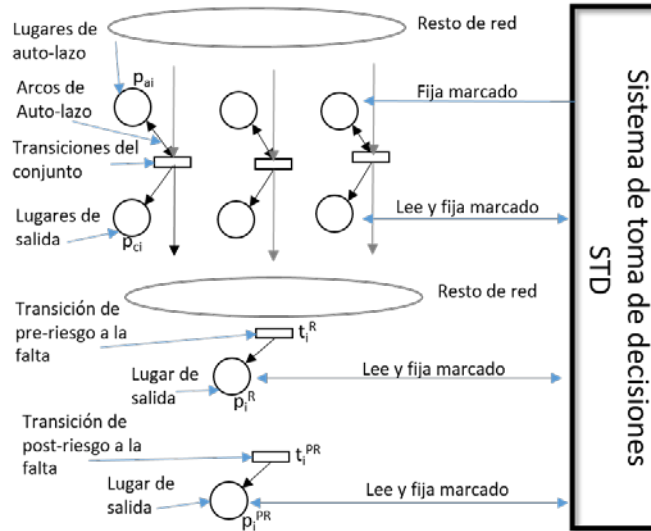


Figura 5 Circuito de regulación inteligente.

#### Etapa de Diagnostico activo

- Si  $\forall p_{ci} M(p_{ci}) > 0$  entonces  $\forall p_{ci} M(p_{ci}) = 0, \forall p_{ai} M(p_{ai}) = 1$ .
- Si  $\sum_{i=1}^{nc} M(p_{ci}) \geq k$  entonces  $M(p_{ai}) = 0$  para  $M(p_{ci}) > 0$ .

#### Etapa de Diagnostico

- Si  $M(p_{+i}) = 1$  entonces activar el disparo de  $t_i^{PR}$  (transición de post-riesgo de la falta i).
  - a. Si se intentó disparar  $t_i^{PR}$  y  $M(p_{-i}) = 0$  entonces error. Dejar  $M(p_{ai}) = 0$  falta permanente.
  - b. Si se intentó disparar  $t_i^{PR}$  y  $M(p_{-i}) = 1$  entonces todas bien.  $M(p_{-i}) = 0$ .

**Proposición 3.** Sea  $(Q^N, M_0^N)$  una RP viva, acotada y fuertemente conexa. Sea  $t_{fi} \in T^F$  no diagnosticable y  $T_{t_{fi}} = \{t_a, t_b, \dots, t_q\}$  uno de sus conjuntos de transiciones de regulación. Si se le añade un CRI a  $T_{t_{fi}}$ , entonces la RP con CRI también es viva.

*Demostración.* Como la RP original es viva, entonces existen secuencias de disparo de transiciones desde el marcado inicial que marcan el lugar  $p$ , que es de

entrada a todas las transiciones de  $T_i$  (por definición todas las transiciones de  $T_i$  tienen el mismo lugar de entrada).

Aseveramos que como  $\bullet t_a = \bullet t_b = \dots \bullet t_q$ , entonces el disparo de dos transiciones es independiente, es decir, se puede disparar una de ellas, por ejemplo,  $t_a$ , un número infinito de veces, sin necesidad de disparar alguna otra en el conjunto, por ejemplo,  $t_b$ . Suponer lo contrario, es decir que después de dispararse  $t_a$  un número máximo  $k_a < \infty$  de veces se necesita el disparo de alguna otra transición, por ejemplo,  $t_b$ . Si  $t_a$  se dispara  $k_a$  veces y se marca de nuevo  $p$ , entonces se puede disparar cualquier transición en  $T_{ti}$ . En especial se puede disparar  $t_a$  nuevamente. Dos casos ocurren, que  $k_a$  no era el número máximo de veces que se dispara  $t_a$  o que se bloquee la red después del disparo de  $t_a$ . Como la red es viva y  $k_a$  ya era el máximo, ambos casos son una contradicción. Entonces el número de veces que se puede disparar cada transición sin disparar otra en  $T_{ti}$  es infinito.

Si las secuencias  $t_{a\sigma_1}, t_{b\sigma_2}, \dots, t_{q\sigma_q}$ , son disparadas en la RP, entonces un subconjunto de ellas se dispara cuando se activa el CRI porque algunos lugares de auto-lazo tienen cero marcas. Como los disparos de  $t_a, t_b, \dots, t_q$  son independientes y vienen de secuencias vivas, entonces dichas secuencias permiten que el lugar  $p$  se siga marcando frecuentemente. Cada vez que se marca  $p$  una transición  $t_q \in T_{ti}$  con  $M(p_{aq})=1$  se dispara. Después del disparo  $M(p_{aq})=0$ , por lo que en la siguiente vez que se marque  $p$  se disparará una nueva transición y así hasta que todas las transiciones en  $T_{ti}$  se hayan disparado al menos una vez y en este momento el CRI para todas las  $M(p_{ai})=1$ . Cuando todos los lugares de auto-lazo están marcados, entonces se vuelve a tener todo el lenguaje de la RP y la red es viva.

*Proposición 4.* Sea  $(Q^N, M_0^N)$  una RP viva, acotada y fuertemente conexa. Sea  $t_{fi} \in T^F$  no diagnosticable con  $t_x \in T^{PR}$  y  $T_{t_{fi}} = \{t_a, t_b, \dots, t_q\}$  uno de sus conjuntos de transiciones de regulación. Si se le añade un CRI a  $T_{t_{fi}}$ , entonces  $t_{fi}$  se vuelve diagnosticable.

*Demostración.* Se sabe que  $D_H(t_a, t_x) = \infty$  para una alguna transición en  $t_a \in T_{t_{fi}}$ . Cuando el CRI detecta el disparo de la transición de pre-riesgo de  $t_{fi}$ , éste quita las marcas de los lugares auto-lazos de entrada a  $t_q \in T_{t_{fi}}$ , siempre y cuando  $D_H(t_q, t_x) =$



$\infty$ . Es decir,  $t_q \in T_{t_{fi}}$  ya no se puede disparar mientras que no se intente disparar  $t_x$ . Como la red es viva por la proposición anterior, la red no se bloqueará. Por lo tanto, la red se vuelve diagnosticable.

*Proposición 5.* Sea  $(Q^N, M_0^N)$  una RP viva, acotada y fuertemente conexa. Sea  $t_{fi} \in T^F$  no diagnosticable con  $t_x \in T^{PR}$  y  $T_{t_{fi}} = \{t_a, t_b, \dots, t_q\}$  uno de sus conjuntos de transiciones de regulación. Si se le añade un CRI a  $T_{t_{fi}}$ , entonces la ocurrencia de  $t_{fi}$  se detecta y diagnostica.

*Demostración.* El circuito de regulación inteligente detecta cuando se dispara la transición de pre-riesgo de  $t_{fi}$ . En este estado, el CRI reduce la distancia relativa de  $t_{fi}$  a todas las transiciones en uno por modificar los marcados en los lugares de auto-lazo. También detecta si se intenta disparar  $t_x$ . Si ésta se dispara entonces no hay falta, si ésta no puede dispararse, entonces no tiene marcas en sus lugares de entrada, esto sólo se debe a que ocurrió la falta  $t_{fi}$ . Por lo tanto, la falta se detecta y diagnostica.

### 3. Resultados

Ahora si se observa el modelo del estacionamiento de la figura 1 se puede notar que  $T_{t_{f1}}=T_{t_{f2}}=T_{t_{f3}}= \{t_a, t_b, t_c\}$  por lo que solo se requiere un CRI. La figura 6 muestra el CRI para el estacionamiento. Los lugares remarcados en oscuro son los agregados por el circuito, el resto, lugares claros, ya pertenecían al modelo en RP. En este caso los lugares  $p_{a1}$ ,  $p_{a2}$  y  $p_{a3}$  son los lugares de auto-lazo, note que están inicialmente marcados permitiendo que las transiciones del sistema se disparen conforme lo requiera el sistema. Los lugares  $p_{c1}$ ,  $p_{c2}$  y  $p_{c3}$  son contadores de ejecución de las transiciones a las que se conectan. Las transiciones  $t_a, t_b, t_c \in T_{t_k}$  son las transiciones que conforman los conjuntos de transiciones de regulación. Los lugares  $\{p_{+1}, p_{+2}, p_{+3}\}$  y  $\{p_{-1}, p_{-2}, p_{-3}\}$  son los lugares de pre-riesgo y post-riesgo a las faltas. Los lugares de pre-riesgo están marcados inicialmente porque las condiciones iniciales del sistema marcan los lugares pluma abajo que son de riesgo, aquí es donde puede ocurrir que la pluma se quede atascada provocando una falta.

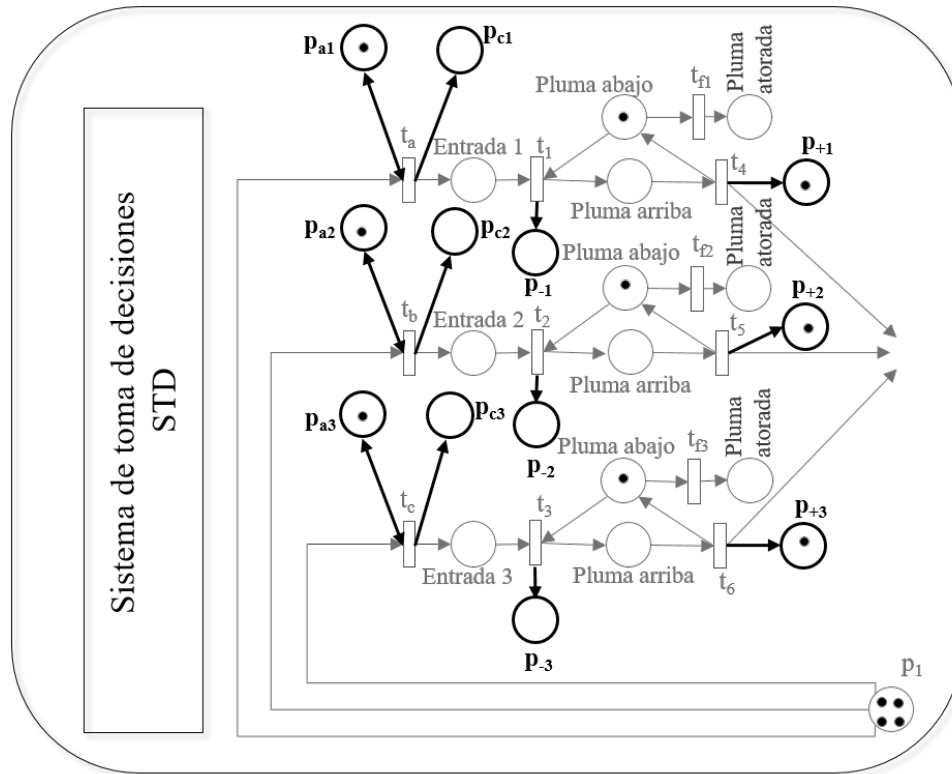


Figura 6 Modelo del estacionamiento don un CRI.

Se agrega un CRI, de acuerdo con la definición del CRI se tiene la siguiente forma de operar el conjunto con el CRI. Suponer que para cada falta se tiene la misma constante  $k=3$ , es decir a lo más tres coches pueden entrar al estacionamiento sin permitir el no uso de alguna de las entradas. Después de este número el STD debe trabajar para garantizar la diagnosticabilidad de las faltas. Suponer que entran dos carros por la entrada 1 y dos por la entrada 2, entonces el marcado de  $p_{c1}$  es igual a dos, lo mismo para  $p_{c2}$ . Entonces la suma de estos marcados es cuatro, indicando que cuatro coches entraron al estacionamiento sin usar la entrada 3, i.e. más de lo permitido. Entonces el STD desmarca los lugares  $p_{a1}$  y  $p_{a2}$  inhabilitando la entrada 1 y 2. Por lo que el siguiente coche que quiera entrar al estacionamiento deberá hacerlo por la entrada 3. Como el lugar  $p_{+3}$  tiene marca, el STD está consciente de la posible falta. Como las distancias relativas de todas las transiciones son finitas en la condición de los lugares  $p_{a1}$  y  $p_{a2}$  desmarcado, entonces eventualmente se intentará el disparo de  $t_c$ . Si se marca  $p_{-3}$  entonces el disparo de  $t_c$  se realizó y la pluma fue levantada indicando que no hay falta. En

este caso el STD pone los marcados a condiciones iniciales en los lugares de auto-lazo y contadores. También remueve la marca del lugar  $p_{-3}$ . Permitiendo nuevamente la máxima flexibilidad en el sistema y detectando que no hubo falta alguna. Si por el contrario el lugar  $p_{-3}$  no se marca entonces el STD marca que la falta  $t_{f3}$  está presente, por lo tanto, hay un error en la pluma de la tercera entrada. En este caso el STD pone el marcado de los lugares añadidos a condiciones iniciales, excepto  $p_{a3}$ , que lo pone en cero con el objetivo de no permitir acceso por esta entrada, ya que está dañada la pluma.

#### **4. Discusión**

Con base en los resultados se verifica que con el CRI no se requiere un orden estricto en el disparo de las transiciones a diferencia de tener un CR. Con el CR sólo se puede usar una entrada a la vez y dependiendo de la entrada que se seleccione primero se establece un orden para usar las otras entradas, pero con el CRI las tres entradas se pueden usar indistintamente, es decir, están disponibles en todo momento a excepción del instante en que se desee verificar si hay alguna falta en el sistema, especialmente si se detecta que una de las entradas no se utiliza. El CRI sólo actúa cuando se requiere detectar si hay alguna falta. Por otro lado, en la figura 4 se nota que un CR implica colocar más lugares a diferencia del uso del CRI de la figura 6 y otra cosa que se puede notar es que el CR modifica la estructura de la RP, pasando de 12 T-semiflujos a uno solo y con el CRI se mantiene la misma cantidad. Además, si se observara el lenguaje de la RP con el CRI se notaría que realmente no se restringe, sigue siendo el mismo y sólo se limita cuando se requiere verificar si existe o no una falta. Sin embargo, el lenguaje se limita drásticamente cuando se usa el CR porque sólo se puede usar una entrada a la vez. Algo importante que señalar es que el CR se propuso para RP binarias y aunque se ve en el ejemplo que se puede usar para RP no binarias no está analizado el caso, pero el CRI si se analiza para RP no binarias.

El sistema continúa conservando las propiedades de vivacidad y puede ser diagnosticable con la propuesta de la diagnosticabilidad activa. El diagnóstico activo se aplica cuando no hay seguridad de que haya ocurrido una falta, pero es

probable que haya sucedido, esto ocurre cuando los usuarios eligen una sola entrada o dejan de usar una de las entradas y se puede verificar si todo está en orden o si puede haber ocurrido una falta.

El STD sirve para realizar el diagnóstico activo y considera las condiciones de funcionamiento del CRI, es el que controla cuándo revisar si ocurrió una falta después de que se usen las entradas  $k$  veces.

Es posible que los mismos usuarios ayuden a verificar el sistema cuando alguien elija otra entrada diferente a la que usan muchos usuarios y eso evitaría parar el sistema por un momento.

## **5. Conclusiones**

Este trabajo reporta un diagnóstico activo para los SEDs y aplica los resultados al problema de diagnóstico de faltas de los sistemas de estacionamiento con tres entradas y una salida. Las principales contribuciones en el área son: 1) el diagnóstico se realiza usando un Circuito de Regulación Inteligente, 2) se introduce una definición de diagnóstico activo para detección de faltas para SED controlables, y 3) los resultados son usados para diagnosticar un estacionamiento. Como trabajo futuro se considera extender el diagnóstico de otros tipos de faltas y a otras clases de RP, y contar con un algoritmo.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Cabasino M.P., Lafortune S. and Seatzu C. Optimal sensor selection for ensuring diagnosability in labeled Petri nets. *Automatica*, vol. 49. Pp.2372-2383, 2013.
- [2] Densel J. and Esparza J. *Free Choice Petri Nets*. University Press. Cambridge, 1995.
- [3] Murata T. Petri nets: properties, analysis and applications. *Proceedings of IEEE*, vol.77. No.4. Pp.541-580, 1989.
- [4] Dotoli M., Fanti M.P., Mangini A.M. and Ukovich W. On-line Fault Detection in Discrete Event Systems by Petri nets and Integer Linear Programming. *Automatica*, vol. 45. no. 11. Pp. 2665-2672, October 2009.

- [5] Hernández-Rueda K., Meda-Campaña M.E. and Arámburo-Lizárraga J. Enforcing Diagnosability in Interpreted Petri Nets. *IFAC-Papers On Line*, vol. 48. No. 7. Pp. 58-63. DOI: 10.1016/j.ifacol.2015.06.473, 2015
- [6] Lafortune S. and Genc S. Distributed diagnosis of place-bordered petri nets. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, vol.4. No. 2. April. Pp.206-219, 2007.
- [7] Lefebvre D. and Leclercq E. Stochastic Petri nets identification for the fault detection and isolation of discrete event systems. *IEEE Transactions on Systems, Man, Cybernetics, A., Syst. Humans*, vol. 41. No. 2. Pp. 213-225, 2011.
- [8] Ramírez-Treviño A., Ruiz-Beltrán E., Arámburo J. and López-Mellado E. Structural Diagnosability of DES and Design of Reduced Petri Net Diagnosers. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, vol. 42. No.2. Pp. 416-429, 2012.
- [9] Rivera-Rangel I., Ramírez-Treviño A., Aguirre-Salas L.I. and Ruiz-León J. Geometrical characterization of Observability in Interpreted Petri Nets. *Kybernetika*, vol. 41. Pp. 553-574, 2005.
- [10] Ruiz-Beltrán E., Ramírez-Treviño A. and Orozco-Mora J.L. Formal Methods in Manufacturing: Fault Diagnosis in Petri Nets. Edited by Javier Campos, Carla Seatzu and Xiaolan Xie. CRC Press Taylor-Francis Group. Boca Raton, FL. Pages 728, 2014.
- [11] Ruiz-Beltrán E., Ramirez-Treviño A., López-Mellado E. and Arámburo-Lizárraga J. A Structural Characterization of Diagnosable Petri Net Models. *Proceedings of the 3<sup>rd</sup> Annual IEEE Conference on Automation Science and Engineering*. Scottsdale, AZ, USA. Pp.1137-1142. Sept 22-25, 2007.
- [12] Sampath M., Sengupta R., Lafortune S., Sinnamohideen and K., Teneketzis D.C. Diagnosability of discrete event systems. *IEEE Transactions on Automatic and Control*, vol.4. No.9. Pp.1555-1575, 1995.
- [13] Sampath M., Sengupta R., Lafortune S., Sinnamohideen and K., Teneketzis D.C. Diagnosis of Discrete-Event Systems. *IEEE Transactions on Automatic and Control*, vol. 43. No.7. Pp. 908-929, 1998.

- [14] Sampath M., Sengupta R., Lafortune S., Sinnamohideen K. and Teneketzis D.C. Failure Diagnosis Using Discrete-Event Models. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol.4. No. 2. Pp.105-124, 1996.
- [15] Seatzu C. and Giua A. Fault Detection for Discrete Event Systems using Petri nets with unobservable transition. *IEEE CDCD*. Pp.6323-6328, December 2005.
- [16] Wu Y. and Hadjicostis C. N. Algebraic approaches for fault identification in discrete-event systems. *IEEE Trans. Robotics and Automation*, vol. 50. No.12. Pp. 2048–2053, 2005.
- [17] Ziqiang C., Feng L., Caisheng W. G., Wang L. Y. and Min X. Active Diagnosability of Discrete Event Systems and its Application to Battery Fault Diagnosis. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol.22. No.5. Pp.1892-1898, 2014.

# **CONTROL DEL FLUJO DE POTENCIA HACIA LA RED ELÉCTRICA DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA EMPLEANDO UN GENERADOR DE INDUCCIÓN DE DOBLE ALIMENTACIÓN**

***Pedro Hernández Tenorio***

IPN, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica  
*phernandezt1003@alumno.ipn.mx*

***Jaime José Rodríguez Rivas***

IPN, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica  
*jjrodriguezr@ipn.mx*

***Oscar Carranza Castillo***

IPN, Escuela Superior de Cómputo y Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica  
*ocarranzac@ipn.mx*

***Rubén Ortega González***

IPN, Escuela Superior de Cómputo y Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica  
*rortegag@ipn.mx*

## **Resumen**

En este trabajo se presenta el control del flujo de potencia hacia la red eléctrica, a través del Convertidor del Lado de la Red (CLR) de un Sistema de Generación Eólica (SGE), con el objetivo de ser utilizado en un Convertidor Back to Back (CBB) que se requiere conectar a un Generador de Inducción de Doble Alimentación (GIDA). Se diseñan los controladores Proporcionales-Integrales requeridos para controlar la tensión del bus de CD, así como, la Potencia Activa y Potencia Reactiva del SGE. Se simula el CLR en el programa Simulink de Matlab®, donde se valida el funcionamiento del convertidor en los dos modos de operación: como rectificador y como inversor. Aplicando la técnica del control

vectorial se obtiene control total en el intercambio de potencias entre el SGE y la red eléctrica.

**Palabras Claves:** Control Vectorial, control proporcional-integral, convertidor del lado de la red, flujo de potencia.

## **Abstract**

*In this paper is presented the control of the power flow to the electrical network, through the Grid-Side Converter (GSC) of a Wind Generation System (WGS) with the objective of being used in a Back to Back Converter that is required to be connected to a Doubly Fed Induction Generator (DFIG). The Proportional-Integral controls are designed in order to control the voltage on the DC Link, as well as, the Active and Reactive Power of the WGS. The GSC is simulated in the program Simulink of Matlab®, where the operation of the converter is validated in the two modes of operation: as a rectifier and as an inverter. Applying the vector control technique is obtained the total control in the power exchange between the WGS and the electrical network.*

**Keywords:** *Grid side converter, power flow, proportional-integral control, vector control.*

## **1. Introducción**

El continuo cambio climático, así como, el uso desmedido de combustibles fósiles propicia la búsqueda de nuevas formas de producir energía eléctrica para abastecer la constante demanda. La energía fotovoltaica, así como, la energía eólica se ha colocado como fuentes de energía alternativas a las convencionales, ya que no producen gases de efecto invernadero, además de que son provenientes de fuentes renovables, como es la energía del sol y la energía del viento [Hamdan, 2014]. Este trabajo se enfoca en la generación de energía eléctrica por medio de la energía eólica.

En las últimas décadas el uso de la energía eólica ha incrementado considerablemente, a tal grado que se considera que la energía eólica es la fuente renovable con mayor crecimiento [Mathew, 2011]. El crecimiento más significativo



se ha dado en los países de los Estados Unidos, Alemania, España y la India [U.S. Department of Energy, 2006]. Los SGE se han orientado al tipo de velocidad variable, ya que presentan menor desgaste en los componentes, menor fluctuación de la potencia inyectada a la red y mejor desempeño en mayor rango de velocidades de viento, lo cual hace posible maximizar la extracción de energía a diferentes velocidades del viento [Chen, 2007].

Para este trabajo se considera un SGE basado en un generador del tipo GIDA como se muestra en la figura 1. En esta topología de generación se tiene una turbina eólica de velocidad variable, la cual se conecta a un GIDA a través de una caja de engranes o multiplicadora, el devanado del estator del GIDA se conecta a un devanado de un transformador trifásico, mientras que el devanado del rotor, se conecta a un Convertidor Electrónico de Potencia (CEP), mejor conocido como Convertidor Back-to-Back (CBB).

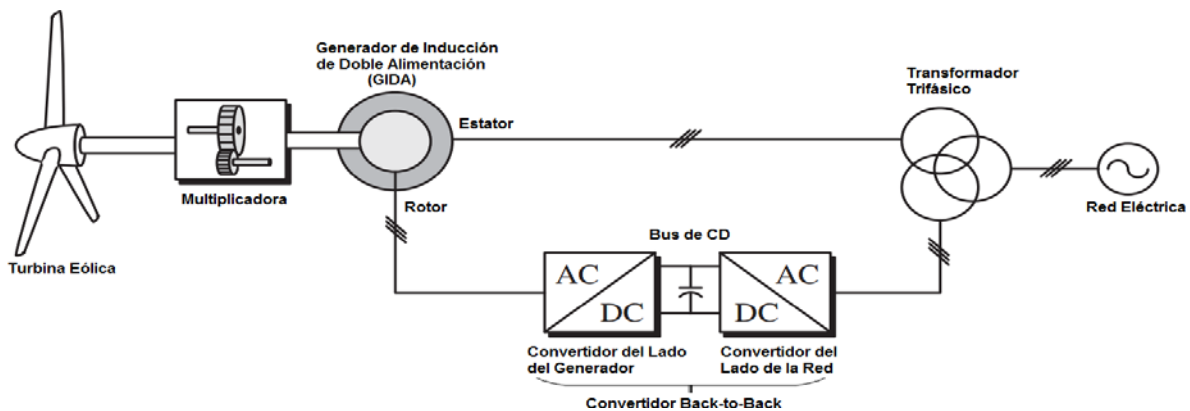


Figura 1 Sistema de Generación Eólica con un generador tipo GIDA [Abu-Rub, 2014].

El CBB está conformado por dos convertidores trifásicos, que se unen mediante un bus de CD, donde el Convertidor del Lado del Generador (CLG) se conecta al devanado del rotor, trabajando como rectificador, convirtiendo voltajes de CA a CD, y proporcionando el voltaje del bus de CD, mientras que el Convertidor del Lado de la Red (CLR) se alimenta mediante el voltaje en el bus de CD, y trabaja como inversor, convirtiendo voltaje de CD a CA. En ambos casos se aplican técnicas de modulación del ancho de los pulsos (PWM del inglés Pulse Width Modulation), con el objetivo de producir formas de onda trifásicas sinusoidales,

con la menor cantidad de distorsión armónica e inyectar a la red la mayor cantidad de potencia [Mohan, 2003].

El CBB se conecta al segundo devanado del transformador, donde finalmente el tercer devanado del transformador se interconecta con la red eléctrica [Abu-Rub, 2014]. El CBB, también es conocido como convertidor reversible, debido a que el flujo de potencia puede ir en sentido contrario, es decir, desde la red eléctrica hacia el devanado del rotor del generador. Por lo cual, ambos convertidores tienen la capacidad de trabajar como rectificador o como inversor, dependiendo del sentido del flujo de potencia. El CBB garantiza la generación de energía a frecuencia nominal de la red y voltaje nominal de la red, independientemente de la velocidad a que gire el rotor [Abad, 2011].

El SGE de la figura 1, se conoce como un Esquema de Generación Dividida (EGD), ya que la mayor parte de potencia generada, es inyectada mediante el devanado del estator del generador, y aproximadamente de un 25-30% de la potencia total, es inyectada a través del CBB a la red trifásica mediante el devanado del rotor del generador [Chen, 2007]. Al distribuirse la potencia generada, a través del estator y otra parte a través del rotor, se reduce el costo y tamaño del convertidor de potencia requerido.

El avance en los dispositivos de electrónica de potencia, así como, el uso de diferentes tipos de generadores ha permitido la implementación de diversas topologías de Sistemas de Generación Eólica, que presentan ventajas y desventajas entre sí. En general el tipo de sistema se caracteriza de acuerdo al generador eléctrico y al modo en que se conecta el Convertidor Electrónico de Potencia. La mayoría de las turbinas eólicas instaladas son de generación a velocidad variable basadas en GIDA, compartiendo el mercado con el Generador Síncrono de Rotor Devanado y esquemas de generación basadas en Generador Síncrono de Imanes Permanentes [Abad, 2011]. Algunas de las características de la topología con un generador GIDA son: el rango de velocidad está limitado a un  $\pm 30\%$  de la velocidad síncrona, el convertidor es de un 25 a 30% la potencia nominal del generador, presenta un tamaño reducido del convertidor, lo que se traduce en un costo menor y menos pérdidas de potencia, control completo de

potencia activa y reactiva con la red eléctrica a través del flujo del rotor, utiliza escobillas en el rotor que requieren mantenimiento continuo y utiliza multiplicadora, que también requiere mantenimiento regular [Chen, 2007].

Este trabajo se enfoca en el control del Convertidor del Lado de la Red (CLR), analizando sus dos modos de operación: como fuente de alimentación de voltaje de CD (modo rectificador), donde la potencia fluye desde la red hacia el CBB, y en el modo de operación como inversor, donde el flujo de potencia va desde el CBB hacia la red.

Para llevar a cabo el control del CLR, se utiliza el Control Vectorial y se diseñan los controladores de tensión y corriente, encargados de controlar el voltaje en el bus de CD, y controlar la potencia activa y reactiva generada. Además, para la sincronización con la red eléctrica se utiliza un lazo de enganche de fase (PLL, Phase Locked Loop). El convertidor es validado mediante la simulación.

## 2. Métodos

Primeramente, se requiere modelar la red eléctrica en un Marco de Referencia Síncrono (MRS), para posteriormente aplicar el Control Vectorial, por lo que se requiere transformar las coordenadas de un Marco Estacionario Trifásico ( $X_{abc}$ ) a un MRS ( $X_{dq}$ ), utilizando las transformaciones de Clarke y Park, respectivamente.

En la figura 2, se muestra el diagrama eléctrico de la red trifásica y el CLR. Se tiene el bus de CD, el convertidor CLR, un filtro L trifásico y los voltajes de la red.

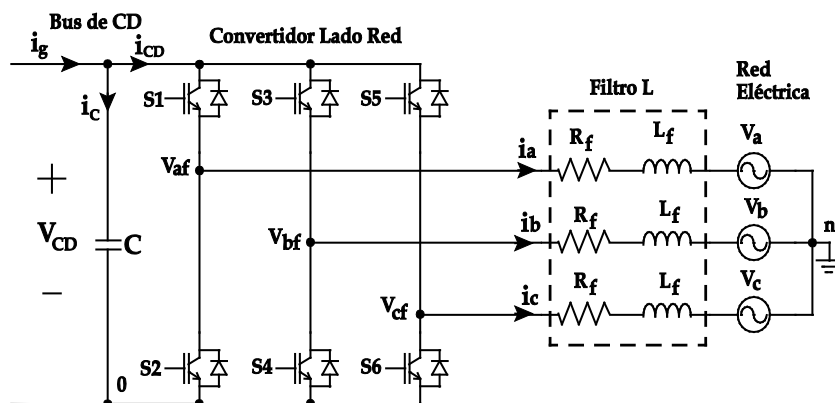


Figura 2 Diagrama eléctrico de la red trifásica y convertidor del lado de la red.

El convertidor es modelado con interruptores bidireccionales, donde el interruptor ideal normalmente es creado por un semiconductor con un diodo en antiparalelo, que permite el flujo de corriente en ambas direcciones, en este trabajo se utiliza el Transistor Bipolar de Compuerta Aislada o IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) con un diodo en antiparalelo. Para llevar a cabo la conexión del CLR con la red eléctrica se utiliza un filtro L por cada fase de salida del convertidor, donde se incluye la resistencia propia del inductor. En el lado de CA del convertidor, se requiere que el filtro L reduzca los armónicos de la corriente generados por el convertidor, para que no entren en el sistema de la red [Mohan, 2003]. Los voltajes del convertidor en forma vectorial están dados por ecuación 1.

$$\vec{V}_{abc f} = R_f \vec{i}_{abc} + L_f \frac{d(\vec{i}_{abc})}{dt} + \vec{V}_{abc} \quad (1)$$

Donde:  $\vec{V}_{abc f}$  son los voltajes trifásicos de salida de convertidor, en (V),  $\vec{i}_{abc}$  son las corrientes trifásicas provenientes del convertidor, en (A),  $L_f$  es la inductancia del filtro de conexión con la red, en (H),  $R_f$  es la resistencia propia del filtro de la red, en ( $\Omega$ ) y  $\vec{V}_{abc}$  son los voltajes de la red, en (V). Para llevar a cabo el modelado del convertidor, se consideran que los voltajes son sinusoidales y balanceados. Aplicando la transformación de Clarke al sistema trifásico, se obtiene la ecuación 2, luego al aplicar la transformada de Park se obtiene la ecuación 3.

$$\vec{V}_{\alpha\beta f} = R_f \vec{i}_{\alpha\beta} + L_f \frac{d(\vec{i}_{\alpha\beta})}{dt} + \vec{V}_{\alpha\beta} \quad (2)$$

$$\vec{V}_{dq f} = R_f \vec{i}_{dq} + L_f \frac{d(\vec{i}_{dq})}{dt} + j\omega_{sinc} L_f \vec{i}_{dq} + \vec{V}_{dq} \quad (3)$$

Donde  $\omega_{sinc}$  es la velocidad angular de la red eléctrica, en (rad/s). La ecuación 3 representa el sistema trifásico abc en el Marco de Referencia Síncrono (MRS) con componentes dq. La expresión 3 se compone por una parte real y una parte imaginaria [Bose, 2002], como se muestra en las ecuaciones 4 y 5.

$$V_{df} = R_f i_d + L_f \frac{d(i_d)}{dt} - \omega_{sinc} L_f i_q + V_d \quad (4)$$

$$V_{qf} = R_f i_q + L_f \frac{d(i_q)}{dt} + \omega_{sinc} L_f i_d + V_q \quad (5)$$

Se observa que en las ecuaciones 4 y 5, se tiene un acoplamiento debido a las corrientes  $i_q$  en el voltaje  $V_{df}$  y la corriente  $i_d$  en el voltaje  $V_{qf}$ , aplicando el control vectorial se logra obtener el desacople de dichas corrientes. Para hacer esto posible, se realiza la alineación del eje d del marco síncrono con el vector espacial del voltaje de la red  $\vec{V}_{dq}$  [Abad, 2011]. Debido a que la componente  $V_d$  está alineado con el eje d del marco síncrono, el vector espacial de la red no tiene proyección en el eje q, por lo cual  $V_q=0$ , y la amplitud del voltaje  $V_d$  es igual a la amplitud del vector espacial del voltaje de la red, estas dos consideraciones son vitales para el control vectorial, ecuaciones 6 y 7.

$$V_d = |\vec{V}_{dq}| \quad (6)$$

$$V_q = 0 \quad (7)$$

Debido a las ecuaciones 6 y 7, las expresiones 4 y 5 se modifican a ecuaciones 8 y 9.

$$V_{df} = R_f i_d + L_f \frac{d(i_d)}{dt} \quad (8)$$

$$V_{qf} = R_f i_q + L_f \frac{d(i_q)}{dt} \quad (9)$$

De las ecuaciones 8 y 9, se obtienen los controladores de corriente requeridos para controlar la corriente del CLR, debido a que las dos funciones son idénticas, se procede a realizar el diseño para un controlador y aplicarlo al otro.

### Diseño de controlador PI de corriente

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación 8, se obtiene la Función de Transferencia (FT) del controlador de corriente del CLR, para ambos ejes d y q, ecuación 10.

$$\frac{I_d(s)}{V_d(s)} = \frac{1}{sL_f + R_f} = \frac{I_q(s)}{V_q(s)} \quad (10)$$

La FT a lazo abierto ( $G_{la_i}$ ) y la FT a lazo cerrado ( $G_{lc_i}$ ) de corriente están dadas por ecuaciones 11 y 12.

$$G_{la_i}(s) = \left( k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} \right) \left( \frac{1}{sL_f + R_f} \right) \quad (11)$$

$$G_{lc_i}(s) = \left( \frac{G_{la_i}}{1 + G_{la_i}} \right) \quad (12)$$

Para el desarrollo de los controladores requeridos, se utiliza el método del lugar de las raíces, diseñado por W. R. Evans para encontrar las raíces de la ecuación característica de la función de lazo cerrado, este método se utiliza ampliamente en la Ingeniería de Control [Ogata, 2002]. Se sigue el criterio de estabilidad de Nyquist, el cual indica que se puede averiguar la estabilidad relativa y absoluta de los sistemas lineales en lazo cerrado, a partir del conocimiento de sus características de frecuencia en lazo abierto [Ogata, 2002]. Para este método se debe cumplir con las siguientes condiciones de estabilidad, ecuaciones 13 y 14.

$$|G_{la_i}(s)|_{s=j\omega_c} = 1 \quad (13)$$

$$\angle G_{la_i}(s)|_{s=j\omega_c} = MF - \pi \quad (14)$$

Donde  $\omega_c$  es la frecuencia de cruce (o ancho de banda) del controlador, el cual establece la velocidad de respuesta del lazo de control, y MF es el Margen de Fase de la función de transferencia. Aplicando las ecuaciones 13 y 14 a la expresión 11, se obtienen la ganancia proporcional ( $k_{pi}$ ) e integral ( $k_{ii}$ ), ecuaciones 15 y 16.

$$k_{pi} = \frac{k_{ii}}{\omega_{c_i}} \left( \tan \left( MF - \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left( \frac{\omega_{c_i} L_f}{R_f} \right) \right) \right) \quad (15)$$

$$k_{ii} = \omega_{c_i} \sqrt{\frac{(\omega_{c_i} L_f)^2 + R_f^2}{1 + \tan^2 \left( MF - \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left( \frac{\omega_{c_i} L_f}{R_f} \right) \right)}} \quad (16)$$

Se conocen los valores de  $R_f=0.5585 \Omega$  y  $L_f=9.0897 \text{ mH}$ . Para el controlador de corriente se propone una frecuencia de cruce  $\omega_{c_i}=300 \text{ Hz}$  y un  $MF=60^\circ$ . En

Electrónica de Potencia, se suele elegir un MF superior a  $50^\circ$  y un Margen de Ganancia (MG) superior a 6 dB [Garcerá, Figueres & Abellán, 1998], con los datos que se tienen se calculan las ganancias proporcional e integral del controlador de corriente. Con los valores de las ganancias  $k_{pi}=14.5589$  y  $k_{ii}=17060.0$ , se obtiene el diagrama de Bode la FT de lazo abierto del controlador de corriente ( $G_{la_i}$ ), que se muestra en la figura 3a, donde se tiene una frecuencia de corte a los 300 Hz y un margen de fase de  $60^\circ$ , obteniendo un lazo de control estable. Se cierra el lazo de control y se calcula la FT a lazo cerrado, de la cual se obtiene la gráfica del lugar de las raíces, esta se muestra en la figura 3b, donde se observa que todos sus polos se encuentran en el lado negativo de plano complejo, lo que indica que la FT del controlador de corriente a lazo cerrado es estable.

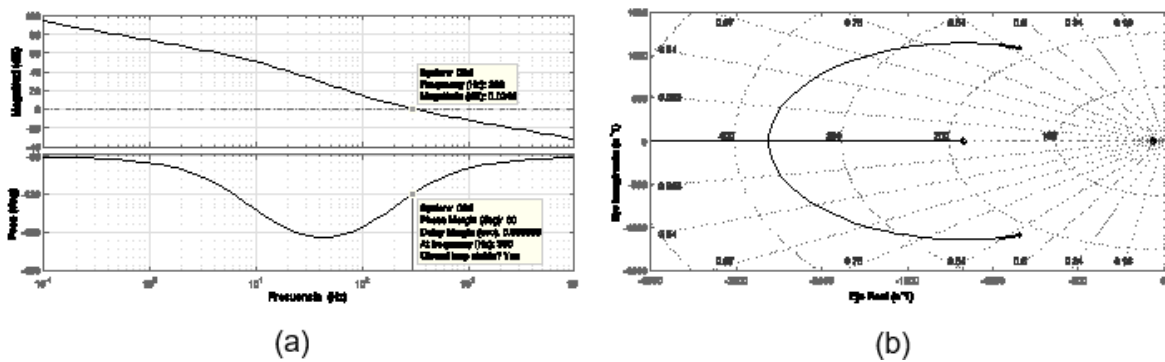


Figura 3 (a) Diagrama de Bode de  $G_{la_i}$ , (b) Lugar de las raíces de  $G_{la_i}$ .

### Diseño de Controlador PI de Tensión

El bus de CD está compuesto por un capacitor que une al convertidor del lado del generador con el convertidor del lado de la red, proporcionando un voltaje de CD constante que requiere el convertidor para operar. El bus de CD está en constante intercambio de energía, su principal propósito es mantener en sus terminales el voltaje establecido, garantizando que la potencia del sistema de CD sea igual a la potencia del sistema de CA, por lo cual las potencias de los dos sistemas deben de ser iguales, como se establece en ecuación 17.

$$V_{CD} i_g - V_{CD} C \frac{d(V_{CD})}{dt} = V_d i_d + V_q i_q \quad (17)$$

El convertidor conmutado del lado de la red es un sistema no lineal, como se observa en la ecuación 17. Para garantizar que una fuente de alimentación proporcionará una tensión de salida regulada, establecida por una señal de consigna o referencia, se debe tener un lazo cerrado. Para obtener un control realimentado lineal a partir de un circuito no lineal, como lo es un convertidor conmutado, se debe linealizar la etapa de potencia. Ante pequeñas perturbaciones el convertidor tiene un modelo lineal de pequeña señal, que permite obtener reguladores lineales para cerrar lazos de control, por lo cual se requiere obtener el circuito equivalente de pequeña señal y baja frecuencia, pues con este circuito se puede obtener la FT del sistema a controlar [Garcerá, 1998].

Aplicando la técnica de pequeña señal a la ecuación 17, se obtiene la etapa de potencia del CLR linealizada, ecuación 18.

$$-V_{CD}C \frac{d(\hat{v}_{CD})}{dt} + V_{CD}\hat{i}_g + I_g\hat{v}_{CD} = V_d\hat{i}_d + \hat{v}_d I_d + V_q\hat{i}_q + \hat{v}_q I_q \quad (18)$$

Considerando las ecuaciones 6 y 7, y aplicando la transformada de Laplace, se obtiene la función de transferencia del regulador de tensión del bus de CD, ecuación 19.

$$\left. \frac{\hat{v}_{CD}(s)}{\hat{i}_d(s)} \right|_{\hat{v}_d=\hat{i}_g=0} = \frac{V_d}{-sCV_{CD} + I_g} = \frac{-V_d}{sCV_{CD} - I_g} \quad (19)$$

Para el diseño del controlador de tensión, se tiene un sistema en cascada, debido a que internamente se tiene la FT de lazo cerrado del controlador de corriente, por lo cual la FT a lazo abierto del bus de CD ( $G_{la\_CD}$ ), considera todos los elementos que se encuentran en su trayectoria directa, ecuación 20.

$$G_{la\_CD}(s) = \left( k_{pCD} + \frac{k_{iCD}}{s} \right) \left( \frac{G_{la\_i}}{1 + G_{la\_i}} \right) \left( \frac{-V_d}{sCV_{CD} - I_g} \right) \quad (20)$$

Donde  $k_{pCD}$  es la ganancia del controlador proporcional de tensión y  $k_{iCD}$  es la ganancia integral del controlador de tensión,  $V_{CD}$  es el voltaje en el bus de CD,  $C$  es el valor de la capacitancia del capacitor en el bus de CD,  $V_d$  es el valor de tensión de línea a línea ( $V_{LL}$ ) e  $I_g$  es la corriente que proviene del convertidor del lado del generador.



Debido al esquema en cascada, se requiere que el controlador de tensión actúe más lentamente con respecto al controlador de corriente, además se tiene que el bus de CD es un sistema inestable, por lo tanto, su ancho de banda debe ser lo suficientemente bajo para evitar entrar en inestabilidad [Ogata, 2002]. Por lo anterior, se propone un ancho de banda para el lazo de tensión, 10 veces menor al ancho de banda del controlador de corriente. Por lo que la frecuencia de cruce es  $\omega_{c\_CD} = 30$  Hz y se establece un MF de  $60^\circ$ . Se sabe que  $V_{LL} = 220$  V,  $V_{CD} = 360$  V,  $C = 2200$   $\mu$ F, y se tienen los controladores PI de corriente de la sección anterior. Aplicando las ecuaciones 13 y 14 a la expresión (20), se obtienen los valores de las ganancias del controlador de tensión:  $k_{pCD} = -0.5804$  y  $k_{iCD} = -61.8415$ .

Con los valores de las ganancias PI de tensión se obtiene la FT de lazo abierto del controlador de tensión y su diagrama de Bode donde se tiene una frecuencia de corte a los 30 Hz y un MF de  $60^\circ$ , obteniendo un lazo de control estable. Se cierra el lazo de control y se calcula la FT de tensión a lazo cerrado ( $G_{lc\_CD}$ ), de la cual se obtiene el lugar de las raíces, teniendo los polos en el lado negativo de plano complejo, por lo que la FT del controlador de tensión a lazo cerrado es estable.

### **Diseño de Controlador PI de Lazo de Enganche de Fase (PLL)**

El CLR requiere el uso de un PLL (Phase Locked Loop por sus siglas en inglés), o bien un Lazo de Enganche de Fase, que permite la sincronización con la red, ya que, para inyectar potencia a la red, se requiere conocer la secuencia de fases y estar sincronizados a una fase de la red. El PLL permite obtener el valor de la posición angular theta ( $\theta$ ) que se requiere para diversas operaciones del control.

El funcionamiento del PLL se basa en el uso de las coordenadas dq del voltaje de la red, alineando la componente d del MRS con el eje d del voltaje de la red, lo que significa que el ángulo del marco síncrono será modificado, con el propósito de alinear ambos ejes d, hasta que la componente q del voltaje de la red sea cero, en ese momento, se puede decir que el MRS (dq) y el vector espacial del voltaje de la red han sido sincronizados y alineados al eje d.

La FT del PLL a lazo abierto y la FT a lazo cerrado están dadas por ecuaciones 21 y 22.

$$G_{I\alpha\_PLL}(s) = \left( k_{pPLL} + \frac{k_{iPLL}}{s} \right) \left( \frac{V_{LL}}{s} \right) \quad (21)$$

$$G_{I\alpha\_PLL}(s) = \left( \frac{G_{I\alpha\_PLL}}{1 + G_{I\alpha\_PLL}} \right) \quad (22)$$

Aplicando las ecuaciones 13 y 14 a la expresión 21, se obtienen las funciones para calcular la ganancia proporcional e integral del controlador del PLL, ecuaciones 23 y 24.

$$k_{pPLL} = \frac{k_{ii}}{\omega_{c\_PLL}} \tan(MF) \quad (23)$$

$$k_{iPLL} = \frac{\omega_{c\_PLL}^2}{V_{LL} \sqrt{1 + \tan^2(MF)}} \quad (24)$$

Para este trabajo se propone una frecuencia de cruce  $\omega_{c\_PLL} = 400$  Hz, para que el controlador sea un poco más rápido que el controlador de corriente, el MF se establece a  $60^\circ$ . Con los datos proporcionados se obtiene que  $k_{pPLL} = 14356.0$  y  $k_{iPLL} = 9.8935$ . Con los valores de ganancia proporcional e integral del controlador del PLL se obtienen el diagrama de Bode de la función  $G_{I\alpha\_PLL}$  (lazo abierto), con una frecuencia de cruce de 400 Hz y con MF de  $60^\circ$ , obteniendo un lazo de control estable. Se calcula la FT a lazo cerrado ( $G_{Ic\_PLL}$ ) y se obtiene el lugar de las raíces, donde los polos se encuentran del lado izquierdo del plano complejo, por lo cual se tiene que la FT del PLL a lazo cerrado es estable.

### 3. Resultados

A continuación, se presentan los resultados de simulación que se realizaron en este trabajo. En la figura 4a se muestra la simulación del PLL, con el cual se realiza la sincronización a la red. Donde entran los voltajes  $V_{abc}$  y se transforman al MRS para obtener las componentes  $V_{dq}$ , la componente  $V_q$  pasa por el controlador PI diseñado en la sección anterior, se integra la velocidad angular ( $\omega_s$ ) y se obtiene el ángulo Theta ( $\theta$ ). El proceso de sincronización con la red, se muestra en la parte superior de la figura 4b, donde se observa que el PLL se sincroniza con la fase  $V_a$  de la red, y se obtiene el ángulo Theta, el cual varía en el

rango de 0 a  $2\pi$ , reseteando su valor en cada ciclo. En la parte inferior de la figura 4b se observa que el valor de  $V_d = 220V$  y  $V_q = 0V$ , por lo que comprueba que la sincronización con la red, se ha establecido correctamente.

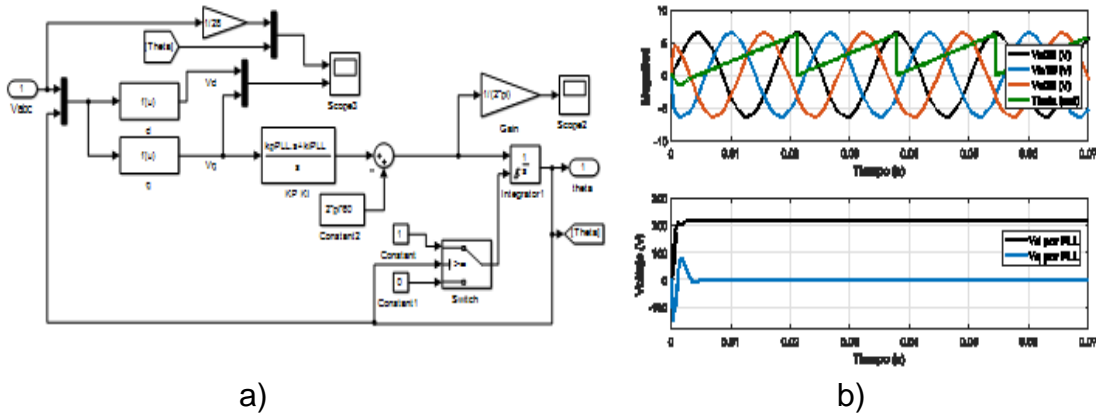


Figura 4 Simulación de PLL.

### Convertidor en Modo Rectificador

En la figura 5a se muestra el CLR, en el modo de operación como rectificador, el cual incluye el capacitor del bus de CD, los interruptores de potencia (IGBTs), el filtro L para la conexión con la red y una etapa de medición de voltajes y corrientes. En la figura 5b se muestra el controlador PI de tensión para controlar el voltaje en el bus de CD, los dos controladores de corriente, así mismo, se incluye el desacople de las corrientes en los ejes d y q. A las salidas de los controladores de corriente se obtienen los voltajes de control  $V_{dqf}^*$  en el MRS.

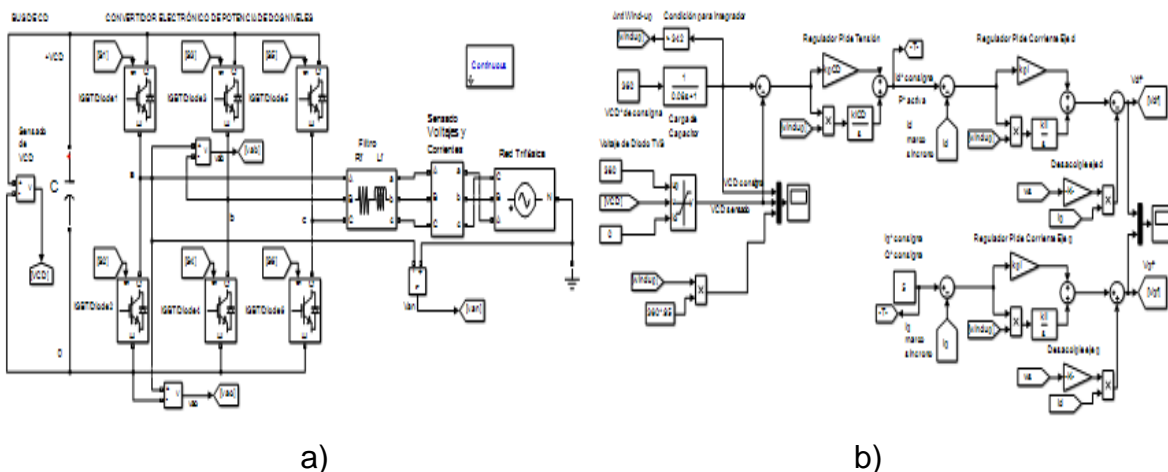


Figura 5 Convertidor trifásico, controladores PI de tensión y de corriente.

Cuando un controlador contiene elementos integradores, al realizar el proceso de integración sobre la señal de error, puede obtenerse un valor muy alto, lo que propicia que el integrador se sature, esto se conoce como efecto “windup” o de saturación [Seok, 2007]. Para este trabajo se aplica una técnica antiwind-up por medio de una integración condicional, esta técnica consiste en deshabilitar la parte integradora hasta que se cumpla una condición establecida. Esto permite que el valor del integrador, este siempre dentro de los valores permitidos establecidos por la condición, evitando el efecto de saturación.

La carga del capacitor del bus de CD, con la condición anti-windup y función Delay, se observa en la figura 6a. En una primera etapa, solo se aplica control proporcional, debido a esto se obtiene un error entre los voltajes de  $V_{CD}$  del convertidor y el voltaje  $V_{CD}^*$  referencia, el cual está marcado entre dos flechas. Al deshabilitar la condición antiwind-up, en el tiempo 0.24 s, se aplica el control proporcional-integral, propiciando que el error entre ambos voltajes sea prácticamente cero. En la figura 6b se muestran las corrientes de control o de consigna, donde la corriente  $i_d^*$  es la salida del regulador de tensión. Se observa que, al inicio de la carga del capacitor, el valor de referencia  $i_d^*$  se dispara hasta casi los 90 A, y disminuye su valor lentamente.

Debido a esto, se requiere aplicar la técnica antiwind-up, para evitar que el control integral demande al convertidor una corriente excesiva, la cual pudiera dañar el

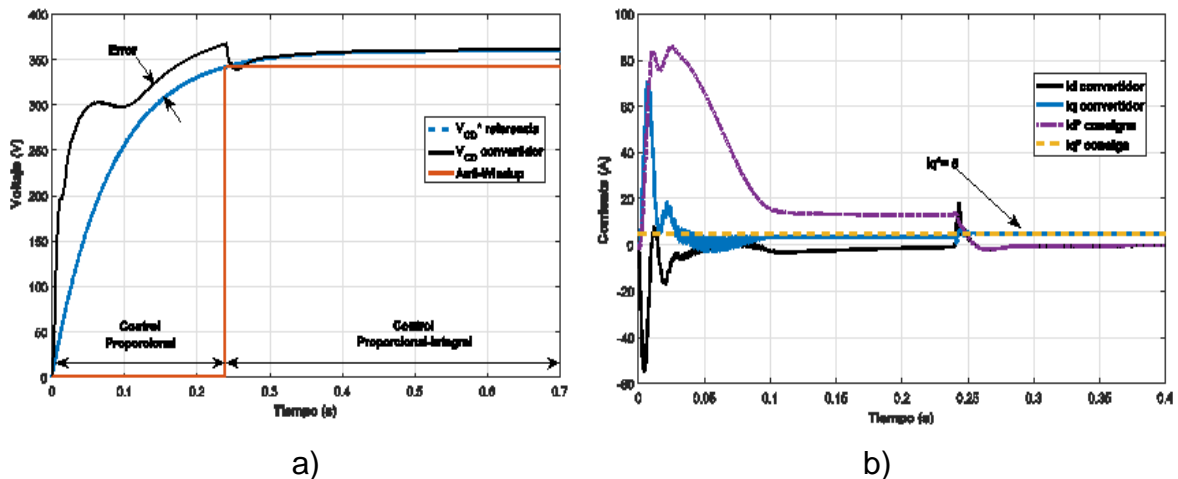


Figura 6 Carga del bus de CD, corrientes de control y del convertidor.

La corriente de consigna hasta el momento en que se habilita el control integral, lo cual pasa en el tiempo 0.24 s, luego en el tiempo 0.3 s se estabilizan las corrientes.

En la figura 7a se muestra la potencia activa y reactiva generada por el convertidor, donde la potencia activa generada en este modo de operación es mínima y cercana a cero ( $P = 0W$ ), debido que la salida del controlador de tensión es cero cuando se aplica el control completo (PI), mientras que la potencia reactiva generada tiene un valor  $Q = -1100 VARs$ . En la figura 7b se muestran las corrientes generadas por el convertidor y los voltajes de la red, donde las corrientes tienen un desfase de  $90^\circ$  en adelante con respecto a los voltajes.

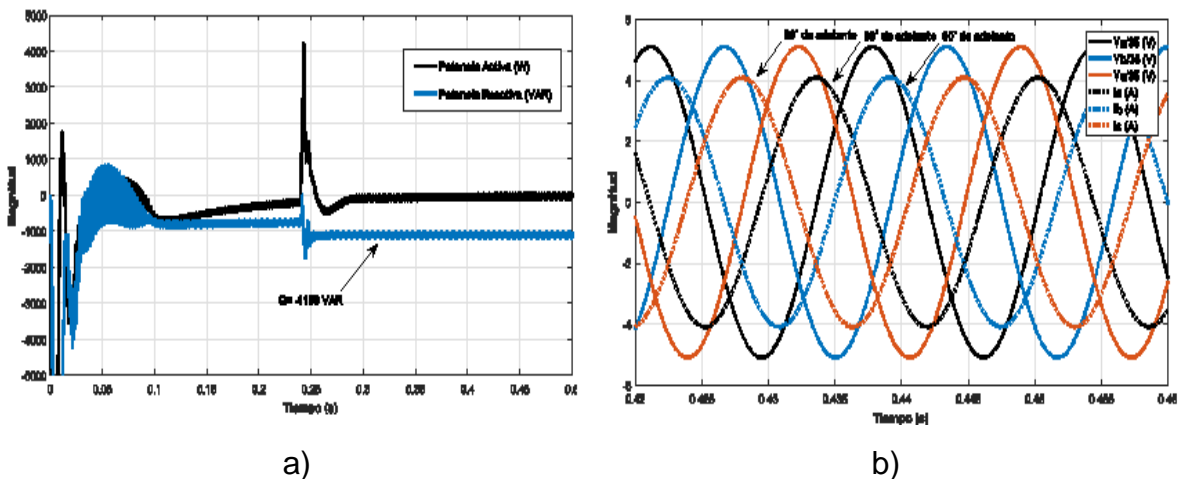


Figura 7 Potencia reactiva generada, Corrientes de convertidor y voltajes de red.

### Convertidor en Modo Inversor

El controlador de corriente en el eje d, será responsable de la potencia activa, mientras que el controlador de corriente del eje q, será responsable de la potencia reactiva. En este modo de operación, se tiene control total de ambas potencias: activa y reactiva. En este trabajo, el convertidor se diseña para trabajar con un factor de potencia unitario, con la finalidad de maximizar el flujo de potencia que se inyecta a la red, por lo cual la corriente  $i_q^*$  consigna se establece en cero, lo que propicia que la potencia reactiva generada sea cero y que el factor de potencia sea unitario.

En la figura 8a se observa que ambas corrientes de consigna ( $i_d^*$  e  $i_q^*$ ), al inicio tienen un valor de cero, en el tiempo 0.02 s se aplica una corriente de consigna en el eje d con valor de  $i_d^* = 5$  A. Se observa que las corrientes d y q se estabilizan aproximadamente en el tiempo 0.03 s.

En la figura 8b se observa que la potencia activa generada por el convertidor es de  $P=1100$  W, mientras que la potencia reactiva tiene un valor cercano a cero ( $Q=0$  VARs), esto último se debe a que la referencia en el eje q es cero.

En la figura 9a se observa que en el tiempo 0.02 s, el convertidor comienza a generar corrientes, donde las corrientes están en fase con los voltajes de la red. En la figura 9b se observa que el convertidor trabaja con Factor de Potencia Unitario ( $FP=1$ ) a partir del tiempo 0.02 s, cuando la corriente de consigna  $i_d^* = 5$  A.

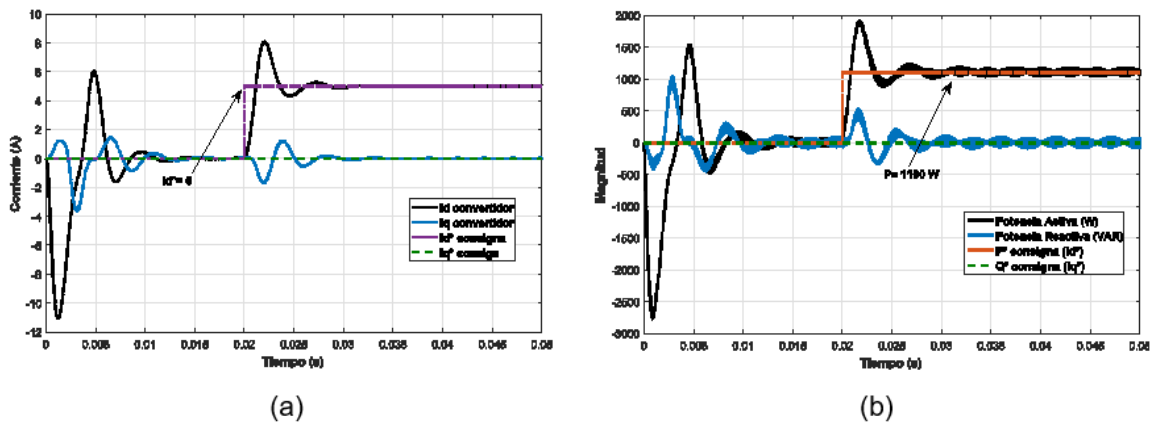


Figura 8 Corrientes de control y del convertidor, potencia activa generada.

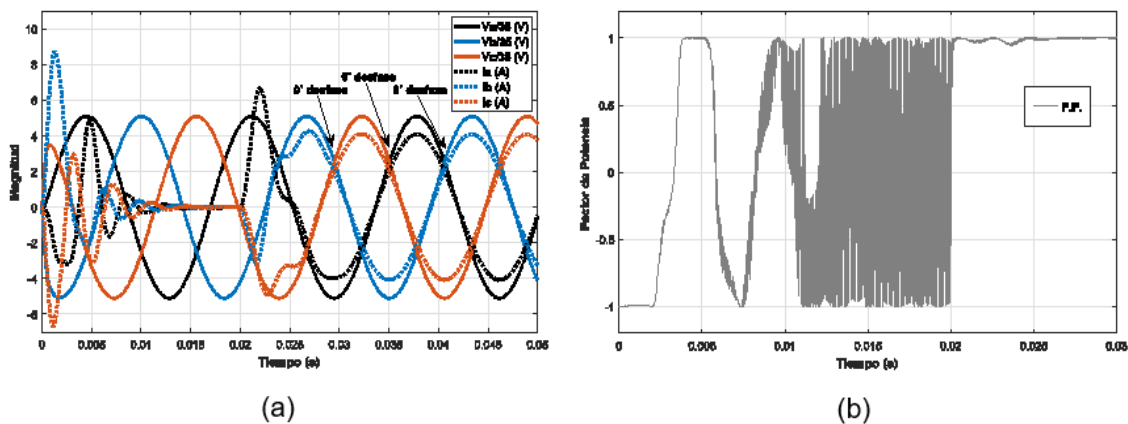


Figura 9 Corrientes del convertidor y voltajes de la red, factor de potencia.

## 4. Discusión

Para la simulación se consideran los siguientes elementos: los controladores de corriente, tensión y PLL, los parámetros de la inductancia del filtro L (con su respectiva resistencia) y capacitancia del bus de CD.

En el modo de operación como rectificador, la Potencia Activa (P) está controlada de manera indirecta por el valor de salida del controlador de tensión ( $i_d^*$  consigna), por lo cual únicamente se puede controlar la Potencia Reactiva (Q) del sistema a través del valor de referencia en  $i_q^*$  consigna. Se hace uso de una función de retraso (Delay) para que el voltaje de referencia realice una carga suave en el bus de CD, esto permitirá que el capacitor cargue de manera suave, hasta llegar al voltaje final del bus de CD (360 V).

En el modo de operación como inversor, la potencia proviene del rotor del generador y el CLG opera como rectificador, proporcionando un voltaje constante en el bus de CD, para que el CLR tenga una fuente de alimentación, donde el capacitor se sustituye por una fuente de CD con un valor de 360 V. El objetivo del CLR como inversor, es extraer la potencia en el bus de CD e inyectarla a la red trifásica. Debido a que no se realiza el control del voltaje del bus de CD, el controlador de tensión se omite, quedando únicamente los dos controladores de corriente.

## 5. Conclusiones

Los controladores de tensión, corriente y PLL diseñados, presentan una respuesta estable, esto se comprueba con el funcionamiento del convertidor, donde se obtienen resultados favorables en los dos modos de operación.

En modo rectificador, se obtiene una carga suave del bus de CD, donde la aplicación de una técnica antiwind-up evita la saturación de los controladores integrales y protege al CLR de generar corriente elevadas, además se tiene control sobre el voltaje del Bus de CD y control de la potencia reactiva.

En modo inversor, se tiene control total sobre las potencias activa y reactiva generadas por el convertidor. La potencia reactiva se lleva a cero y se obtiene un flujo de potencia activa hacia la red trifásica a factor de potencia unitario.

Con la técnica del control vectorial, se logra un correcto desacople de corrientes del convertidor, lo que permite tener control total sobre la potencia activa y reactiva que se intercambia entre el sistema de generación eólica y la red eléctrica.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Abad, G., López, J., Rodríguez, M. A., Marroyo, L., & Iwanski, G., *Doubly Fed Induction Machine, Modeling and Control for Wind Energy Generation*. USA: Wiley, 2011.
- [2] Abu-Rub, H., Malinowski, M., & Al-Haddad, K., *Power electronics for renewable energy systems, transportation and industrial applications*. Ed. Wiley, 2014.
- [3] Bose, B., *Modern Power Electronics and AC Drivers*. Ed. PrenticeHall, 2002.
- [4] Chen, Z., & Li, H., Overview of different wind generator systems and their comparisons. *IET Renewable Power Generation*, 2(2), pp. 123-138, 2007.
- [5] Garcerá, G., Figueres, E., & Abellán, A., *Convertidores conmutados: Circuitos de potencia y control*. Ed. Servicio de Publicaciones, 1998.
- [6] Hamdan, M. O., Hejase, H. A., M. Noura, H., & Fardoun, A. A., *ICREGA '14- Renewable Energy: Generation and Applications*. Ed. Springer, 2014.
- [7] Mathew, S., & Philip, G. S., *Advances in Wind Energy Conversion Technology*. Berlin: Springer, 2011.
- [8] Mohan, N., Undeland, T., & Robbins, W., *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. USA: John Wiley & Sons, Inc, 2003.
- [9] Ogata, K., *Modern Control Engineering*. Prentice Hall, Inc, 2002.
- [10] Seok K., Kim, K., J. T. & Lee, C. D., Automatic Mode Switching of P/PI Speed Control for Industry Servo Drives Using Online Spectrum Analysis of Torque Command. *Industrial Electronics, IEEE Transactions*, 54(5), pp. 2642-2647, 2007.
- [11] U.S. Department of Energy, *Annual report on us wind power installation, cost, and performance trends: 2006, USA, 2006*.



# OBTENCIÓN DEL MÁXIMO ANCHO DE BANDA PARA LA ADQUISICIÓN Y RECONSTRUCCIÓN DE SEÑALES ANALÓGICAS CON LA TARJETA SPARTAN 3E

***Enrique Gerardo Hernández Vega***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Chihuahua  
*ehernand@itchihuahua.edu.mx*

***Jorge Alberto Ortiz Gallo***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Chihuahua  
*jaortiz@itchihuahua.edu.mx*

***Daniel Eduardo Morales Fernández***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Chihuahua  
*demorales@itchihuahua.edu.mx*

***Alejandro Verduzco Hernández***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Chihuahua  
*averduzco@itchihuahua.edu.mx*

## **Resumen**

En este trabajo se presenta un sistema en el cual se obtiene el máximo ancho de banda posible para la adquisición y reconstrucción de señales analógicas en la tarjeta de desarrollo Spartan-3E del fabricante Xilinx, utilizando los convertidores que contiene dicha tarjeta, tanto el ADC como el DAC. El sistema está desarrollado en VHDL empleando el concepto de máquina de estados finitos (FSM) y el administrador digital de reloj (DCM) incluido en el FPGA de la tarjeta. En aplicaciones tales como procesamiento digital de señales en tiempo real, comunicaciones digitales y control digital, por mencionar algunas, es muy importante tener un ancho de banda considerable en el sistema. El valor máximo obtenido para el ancho de banda del sistema fue de 161 kHz.

**Palabras Claves:** ADC, ancho de banda, DAC, FPGA, Spartan-3E.

## **Abstract**

*This paper presents a system in which the maximum bandwidth possible for the acquisition and reconstruction of analog signals is obtained in the Spartan-3E development board of the Xilinx manufacturer, using the converters contained in this board, both the ADC and The DAC. The system is developed in VHDL using the concept of finite state machine (FSM) and the digital clock manager (DCM) included in the FPGA. In applications such as digital processing of real-time signals, digital communications and digital control, to mention a few, it is very important to have a considerable bandwidth in the system. The maximum value obtained for the system bandwidth was 161 kHz.*

**Keywords:** ADC, bandwidth, DAC, FPGA, Spartan-3E.

## **1. Introducción**

En los planes y programas de estudio de Ingeniería Electrónica, no sólo en los Institutos Tecnológicos del país sino en todos los otros subsistemas educativos, se considera el uso de VHDL y FPGAs para el desarrollo de sistemas digitales y sus aplicaciones. Es común encontrar en las diversas instituciones educativas tarjetas de desarrollo como la Spartan-3E de Xilinx o sus equivalentes.

En el caso de la tarjeta Spartan-3E, la comunicación entre el FPGA y los convertidores de datos ADC y DAC, es a través de una sola interfaz serial SPI lo cual limita el ancho de banda del sistema. Además, la salida digital de 14 bits del ADC es en complemento a 2, mientras que el DAC es de 12 bits, tal cual se señala en la guía de usuario de la tarjeta [Xilinx, 2011]. Por estas razones, son pocos los trabajos de procesamiento de señales con la tarjeta Spartan-3E que utilicen ambos convertidores, la mayoría ha utilizado convertidores externos, ya sea uno o ambos [Domínguez, 2011].

La guía de usuario de la tarjeta contiene información muy escueta y algunos errores conceptuales como en el caso de la función de transferencia del ADC, lo cual puede generar errores en el cálculo de los valores de salida digital y su linealización dado que está en complemento a 2, como en [Mascharak, 2012].

El cuello de botella en el sistema es la interfaz SPI compartida por ambos convertidores cuyo límite máximo es de 50 MHz según el fabricante de los convertidores, por lo que a mayor frecuencia de la señal de reloj de esta interfaz se tendrá una mayor razón de muestreo y en consecuencia un mayor ancho de banda. En el resto de los trabajos similares consultados, la frecuencia de la señal de reloj de la interfaz SPI es menor a 10 MHz, ejemplo [Khedr, 2013].

El mayor ancho de banda obtenido usando los convertidores de datos, ADC y DAC, en la tarjeta Spartan-3E para la adquisición y reconstrucción de señales analógicas, es de 141 kHz con una razón de muestreo de 282 kmuestras/segundo. La frecuencia de la señal de reloj para la interfaz SPI es de 41.67 MHz para el manejo del ADC y DAC [Silage, 2008]. Es posible aumentar el ancho de banda del sistema de adquisición y reconstrucción de señales mediante el uso de un sintetizador digital de frecuencia a través de los administradores digitales de reloj (DCM), para aumentar la frecuencia de trabajo del SPI. Además, es posible utilizar un protocolo SPI de 24 bits en lugar de 32 bits para la comunicación con el DAC como se establece en la hoja de datos [Linear Technology Corporation, 2004].

## 2. Métodos

El hardware que se utilizó para llevar a cabo esta implementación fue la tarjeta de desarrollo Spartan-3E con un FPGA XC3S500E. La tarjeta contiene, además, entre otros muchos recursos, un circuito de captura análoga y un circuito de conversión digital a análoga. El diagrama a bloques del sistema se muestra en la figura 1. El software utilizado fue el ambiente de desarrollo ISE 14.7 de Xilinx.

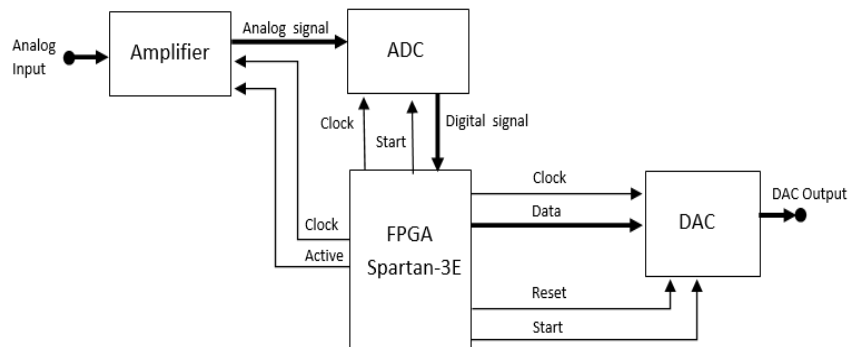


Figura 1 Diagrama a bloques del sistema.

El circuito de captura análoga consiste en un amplificador de ganancia programable (PGA LTC 6912) y de un convertidor análogo a digital (ADC LTC 1407A). Ambos son controlados por el FPGA a través de una interfaz SPI. El diagrama a bloques del circuito de captura análoga se muestra en la figura 2.

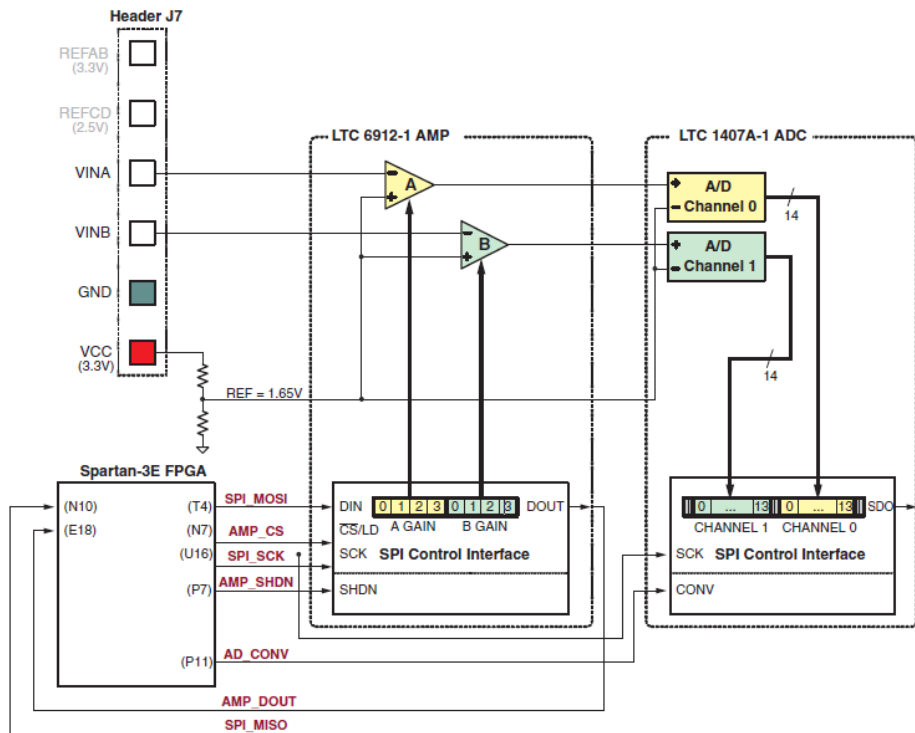


Figura 2 Vista detallada del circuito de captura análoga.

El circuito de captura análoga toma el voltaje de las entradas VINA o VINB y lo convierte a una representación digital de 14 bits, D[13:0], como se expresa en la ecuación 1.

$$D[13:0] = GANANCIA \times \frac{(V_{IN} - 1.65 V)}{1.25 V} \times 8192 \quad (1)$$

El voltaje de referencia del amplificador PGA y del ADC es de 1.65 V. El máximo rango del ADC es de  $\pm 1.25$  V, por lo que los límites de voltaje inferior y superior de la señal análoga serían 0.4 y 2.9 V respectivamente, para una ganancia de -1.

El hecho de que se comporte de esta manera hace que la salida digital sea un número con signo, por lo tanto, el bit más significativo será el signo y los 13 bits

restantes serán la magnitud, ya sea magnitud normal si el signo es positivo o magnitud en complemento a 2 si es negativo. Es por esto que la ecuación 1 sólo aplica para los números negativos y para los números positivos se utilizará la ecuación 2.

$$D[13:0] = GANANCIA \times \frac{(V_{IN} - 1.65 V)}{1.25 V} \times 8191 \quad (2)$$

En cambio, la salida del DAC (LTC 2624) es el análogo equivalente de un valor de 12 bits sin signo, escrito por el FPGA al DAC a través de una interfaz SPI, D[11:0], como se observa en la figura 3.

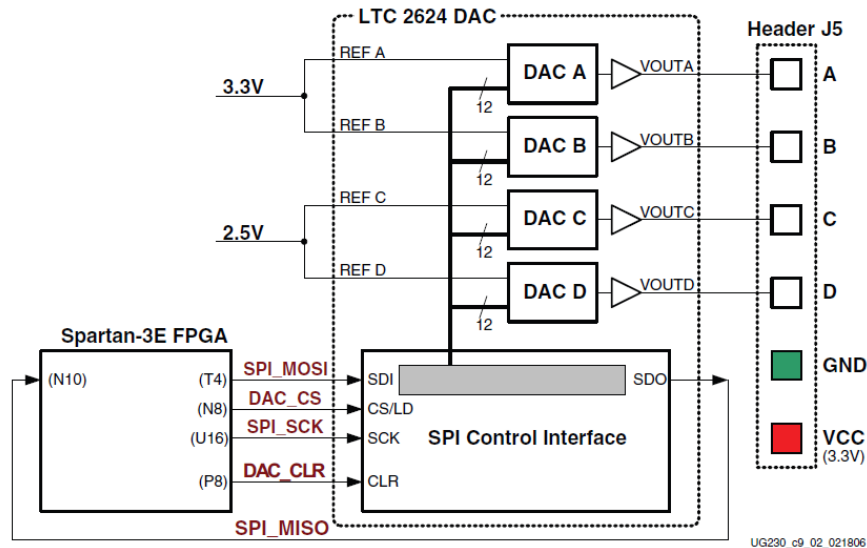


Figura 3 Vista detallada del circuito de conversión digital a análogo.

El voltaje de salida del DAC se describe en la ecuación 3. El voltaje de referencia es diferente en las 4 salidas del DAC. Los canales A y B usan un voltaje de referencia de 3.3 V, mientras que los canales C y D usan un voltaje de 2.5 V de referencia. En este caso se utilizó la salida A, por lo que el voltaje de referencia es de 3.3 V.

$$V_{OUT} = \frac{D[11:0]}{4096} \times V_{REFERENCIA} \quad (3)$$

El principal reto de esta aplicación es el uso de la interfaz SPI, ya que sólo se puede utilizar en un dispositivo a la vez: PGA, ADC o el DAC, por lo que fue

necesario crear una máquina de estados finitos (FSM) para el manejo total del sistema, con la cual fuera utilizada esta interfaz de la mejor manera posible. El diagrama de estados de la FSM se muestra en la figura 4.

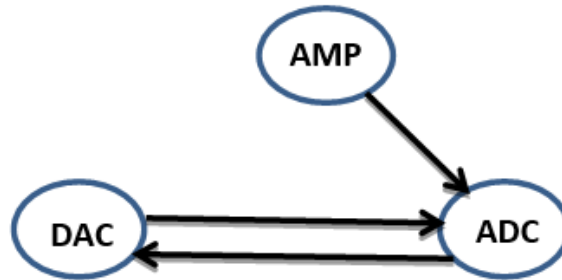


Figura 4 Diagrama de estados del sistema.

En el sistema se utilizó como entrada la señal de reloj de 50 MHz incluida en la tarjeta de desarrollo y a través del uso del administrador digital de reloj (DCM), se generó una señal de reloj de 80 MHz, obteniendo así una velocidad de 40 MHz en la operación de la interfaz SPI. Además, se generó otra señal de reloj de 2 MHz para el manejo del PGA, el cual sólo se configura una sola vez, antes que empiecen a trabajar el ADC y el DAC. El diagrama a bloques de la entidad del sistema se muestra en la figura 5.

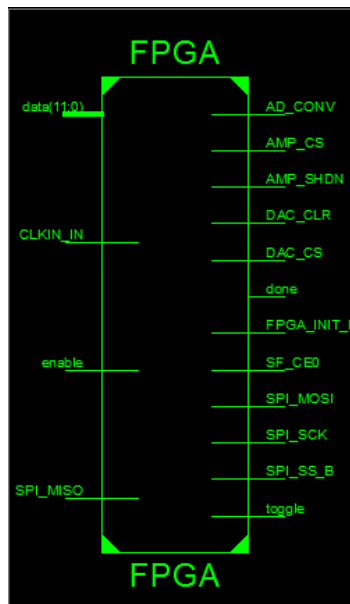


Figura 5 Diagrama de la Entidad.

Cada elemento del sistema (PGA, ADC, DAC) requirió de una FSM para su manejo particular. Para el caso del amplificador fueron necesarios 6 estados como se muestra en la figura 6. Estos estados se basan en el protocolo de la interfaz de comunicación serial SPI tal cual se muestra en la figura 7.

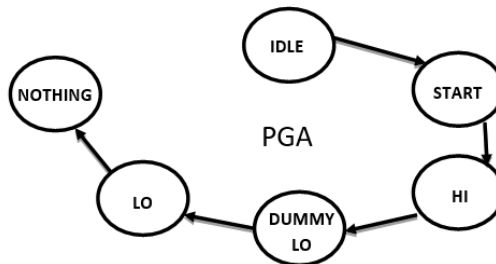


Figura 6 Diagrama de estados para el amplificador.

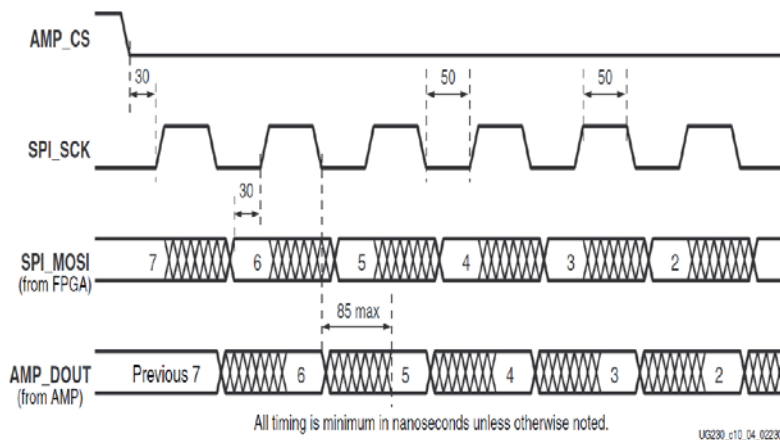


Figura 7 Comunicación SPI con el Amplificador.

En el diagrama de estados del PGA, figura 6, el primer estado, IDLE, se mantiene hasta que se active el bit de habilitación. Una vez que esto sucede pasa al estado START, donde se pone en cero la señal amp\_cs, se inicia una cuenta en cero y se hace un retardo para posteriormente pasar al estado HI.

En este estado, se manda el bit más significativo del valor de la ganancia del amplificador, se pone en 1 la señal del reloj SPI, aumenta en uno la cuenta para después pasar al estado de DUMMY\_LO.

Aquí, se evalúa que la cuenta no haya llegado a 8, número de bits a enviar, si no ha llegado, pone en 1 el reloj SPI y se pasa al estado LO. En este estado se

selecciona el bit siguiente a enviar, se pone en cero el reloj SPI y se regresa al estado HI donde esta vez se enviará el bit seleccionado.

Cuando la cuenta llega a 8, se han enviado los ocho bits del amplificador, por lo que la señal amp\_cs se vuelve a poner en 1, se pasa al estado NOTHING y de ahí se pasa a la máquina de estados del ADC.

En la figura 8 se muestran los 6 estados requeridos para el manejo del ADC. En el estado IDLE\_ADC se verifica que el sistema esté habilitado, lo cual se hace a través de un interruptor deslizable de la tarjeta.

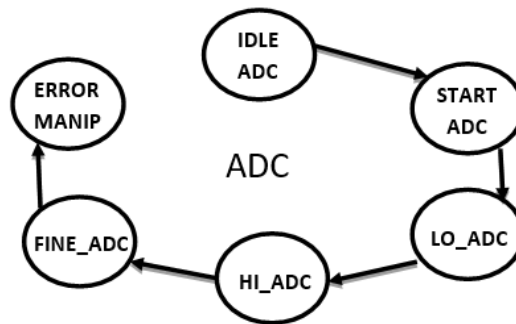


Figura 8 Diagrama de estados para el ADC.

Si no está habilitado el sistema, se regresa al estado inicial para configuración del PGA. En caso contrario se manda al estado de inicio START\_ADC además de poner en alto AD\_CONV que comienza simultáneamente la lectura de los dos canales del ADC.

En el estado START\_ADC se pone en bajo AD\_CONV, cambiando así al estado LO\_ADC donde se verifica el valor de count para disminuirlo en uno, aumentar counter en 1, y cambiar al estado HI\_ADC en el cual se monitorea por medio de rangos que el counter dure 34 ciclos de reloj para que se deje la señal SPI\_MISO en alta impedancia, evitando el bloqueo de la comunicación SPI para los demás periféricos, y cambiando al estado FINE\_ADC cuando el ADC ha terminado dando paso al estado siguiente el cual es ERROR\_MANIPULATE donde se hace la linealización de la lectura, terminando así la máquina de estado del ADC, para luego continuar con la del DAC.

Para realizar la linealización de la lectura del ADC, se tomó en cuenta que la conversión análoga-digital se representa en un número de 14 bits y la salida del



DAC es de 12 bits. Se optó por descartar los valores de los 2 bits menos significativos del valor del ADC. Para linealizar la lectura se realizó el complemento a uno de los 11 bits menos significativos y manteniendo el valor del bit más significativo. En la figura 9 se muestra la salida normal del ADC y en la figura 10 se muestra ya linealizada.

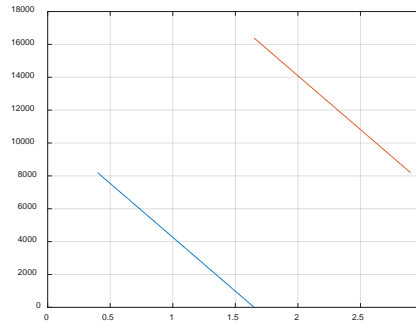


Figura 9 Lectura del ADC sin linealizar.

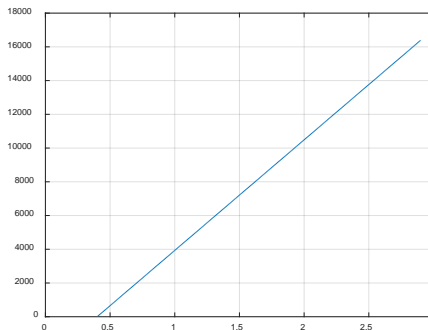


Figura 10 Lectura del ADC ya linealizada.

De igual manera, para el manejo del DAC, se utilizaron 6 estados como se muestra en la figura 11.

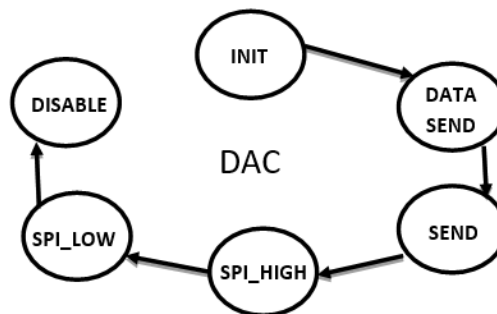


Figura 11 Diagrama de estados para el DAC.

La máquina de estados finitos para el DAC arranca con el estado INIT en el cual se inicia la conversión de datos al poner en alto DAC\_CS y se asigna la longitud del dato a enviar, pasando así al estado DATA\_SEND que recibe el vector arrojado por el último estado del ADC y este conjunto de bits se concatena con los bits de comando y selección del DAC, continuando al estado SEND, donde por medio de la interfaz SPI se inicia el envío del dato anteriormente mencionado, realizando el envío por medio de los estados SPI\_HIGH y SPI\_LOW que controlan la señal de reloj de la interfaz, siendo el último estado mencionado, el de DISABLE donde al finalizar el envío de datos se regresa al inicio de la máquina de estados del ADC, al estado IDLE\_ADC, mientras que en la máquina del DAC se regresa al estado INIT.

### 3. Resultados

Una vez terminada la reconfiguración del FPGA, se realizaron las pruebas correspondientes para comprobar el correcto funcionamiento del sistema. Por lo tanto, se utilizó un generador de funciones, un osciloscopio y la tarjeta Spartan-3E que contiene el FPGA ya reconfigurado.

Como patrón de entrada se utilizó el generador de funciones para aplicar la señal analógica a procesar, una señal senoidal en este caso, se ajustó a una frecuencia baja de 100 Hz, de tal forma que se pudiera observar que la señal de salida corresponda a la entrada, dado que el procesamiento fue multiplicar la señal de entrada por 1, como se puede observar en la figura 12.

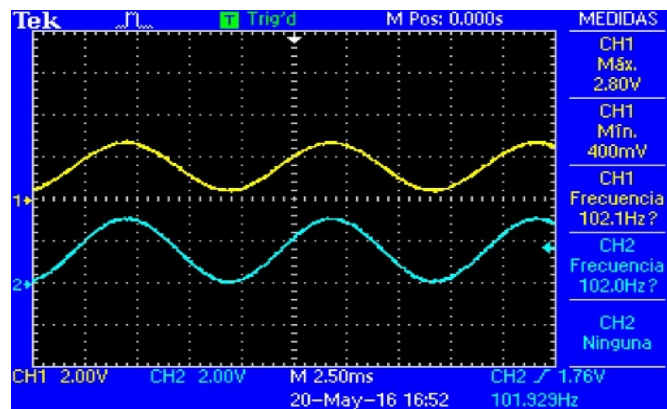


Figura 12 Respuesta del sistema a frecuencias bajas.

En figuras 13 y 14 se puede observar, además de la señal de entrada y la de salida, la señal que representa la activación del ADC que indica la frecuencia de muestreo.

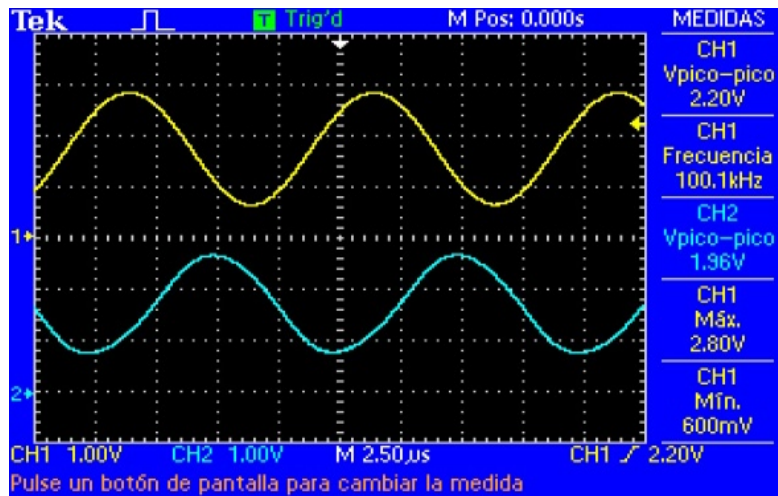


Figura 13 Sistema funcionando a 100 kHz.

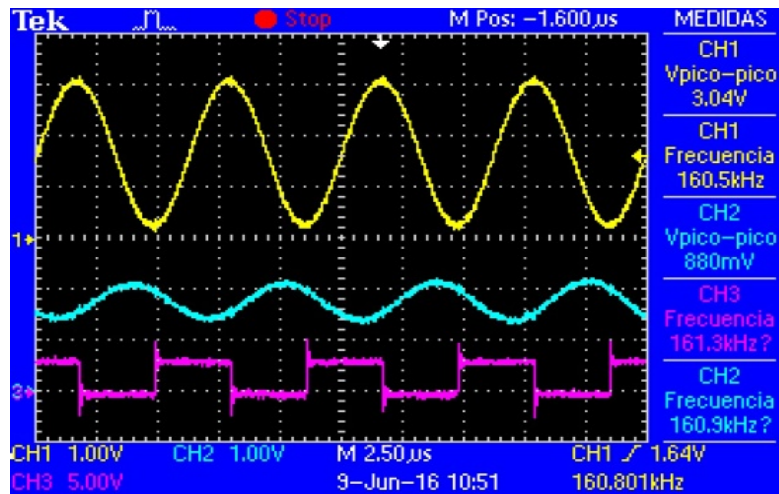


Figura 14 Sistema funcionando a 161 kHz.

#### 4. Discusión

Se observó el rango de valores a los cuales el sistema mantuvo su funcionamiento, tras variar la frecuencia de la señal de entrada obteniendo el ancho de banda máximo soportado por el sistema, el cual fue 161 kHz.

Asimismo, tras aumentar la frecuencia de entrada más allá de la soportada, se generó el fenómeno de “aliasing” como se puede ver en la figura 15, donde se aplica la señal de entrada con una frecuencia de 322.79 kHz y se obtiene a la salida una señal senoidal pero de una frecuencia muy baja, 37.99 Hz, como consecuencia de no cumplir con el teorema de muestreo.

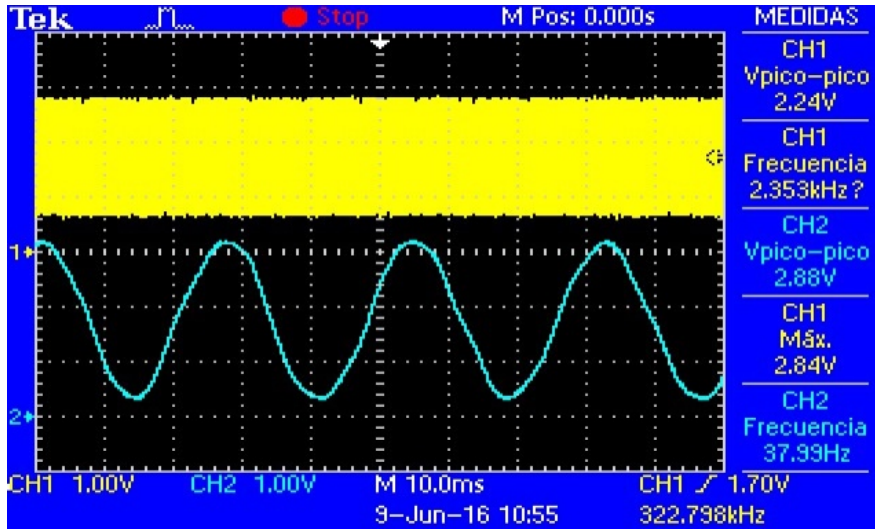


Figura 15 Sistema funcionando a 322 kHz con salida “alias” de 37.99 Hz.

En la figura 16 se aplica una frecuencia de entrada de 641 kHz y se obtiene un alias de 1.48 kHz.

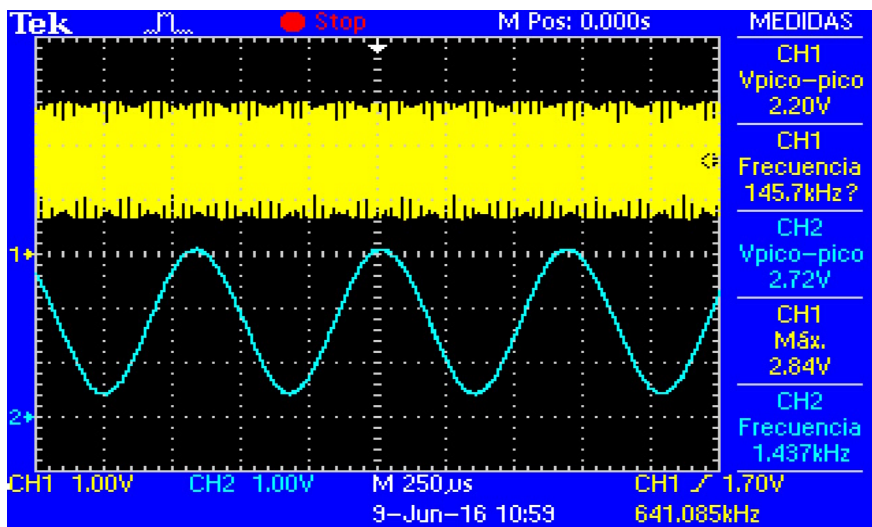


Figura 16 Sistema funcionando a 641 kHz con salida “alias” de 1.43 kHz.

Al inicio, el amplificador se utilizaba dentro del ciclo de captura y reproducción de la señal análoga, pero esto hacía que el ancho de banda se limitara a 10 kHz. Por lo que posteriormente se modificó para que solo se usara una sola vez, también se logró realizar un aumento al hacer uso del protocolo de 24 bits en lugar del de 32 bits que maneja el convertidor digital análogo (DAC). El sintetizador digital de frecuencia se programó a 80 MHz para una frecuencia de operación de la interfaz SPI de 40 MHz.

Gracias a la acción de iniciar el amplificador únicamente al arrancar el sistema y de utilizar el protocolo de 24 bits para el DAC, se obtiene un mayor ancho de banda.

## **5. Conclusiones**

Se logró obtener el máximo ancho de banda permitido por el sistema para el procesamiento de señales hasta una frecuencia de 161 kHz, así como una razón de muestreo de 322 kmuestras/segundo a una velocidad de operación de 40 MHz de la interfaz SPI.

Esto es un aumento de 14% en el ancho de banda con respecto a [Silage, 2008] y a una velocidad 4% menor. La forma de manejo del amplificador y el uso del protocolo de 24 bits del DAC fueron la clave para lograr estos resultados. El manejo del amplificador de ganancia programable no es determinante para el aumento de la frecuencia de operación del sistema ya que sólo se accede a él en una sola ocasión al arranque del sistema.

Un trabajo futuro contemplaría el uso de una señal de reloj externa, en lugar de la de 50 MHz disponible en la tarjeta, con una frecuencia tal que se lleve al límite la velocidad de operación de la interfaz SPI que es de 50 MHz.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Domínguez, I. & Rodríguez, J. Procesador digital sincrónico en tiempo real soportado sobre un circuito FPGA Spartan-3E. *Revista de ciencia y tecnología*, enero/junio, 2011.
- [2] Linear Technology Corporation. LTC2624 DAC Datasheet, 2004.

- [3] Khedr, H.I., & Mostafa, A.G., & Radi, A., & Zidan, W.I. Controlling of Analog Capture Circuit and Digital Analog Converter for Spartan-3E FPGA Starter Kit. *Nature and Science*, 177-182, 2013.
- [4] Mascharak, S. Implementation of the onboard ADC and DAC on the Spartan 3E FPGA platform. Tesis. 2012.
- [5] Silage, Dennis. DSP on the Xilinx Spartan-3E Starter Board, 2008: <http://astro.temple.edu/~silage/pl-edpga.pdf>, Consultado Mayo de 2016.
- [6] Silage, Dennis. Embedded design using programmable gate arrays. Bookstand Publishing, 2008.
- [7] Xilinx Inc. Spartan-3E FPGA Starter Kit Board User Guide, 2011.

# MÉTODO DE INSTRUMENTACIÓN INDIRECTA BASADO EN ONDAS ACÚSTICAS DERIVADAS DE VIBRACIONES MECÁNICAS PARA LA ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD ANGULAR EN MAQUINARIA ROTATIVA

***Enrique Gerardo Hernández Vega***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Chihuahua

*ehernand@itchihuahua.edu.mx*

***Sergio Iván Chavaría Estrada***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Chihuahua

*sergio.i.chavarria@gmail.com*

## **Resumen**

El análisis de vibraciones es fundamental en el diagnóstico de maquinaria. Al hacer un análisis de vibraciones, buscamos formas para impedirlos o minimizar sus efectos. Las vibraciones tienen información valiosa sobre el comportamiento de un sistema y hay más de una forma de aprovechar esta información.

Este trabajo explora una manera alternativa de utilizar las vibraciones producidas por un motor eléctrico, para determinar su velocidad angular. Asumiendo una relación directa en la frecuencia fundamental de las vibraciones con la velocidad del motor y utilizando herramientas matemáticas para el análisis de señales, se desarrolla un método para la estimación de la velocidad de un motor.

En los casos explorados, 3 motores eléctricos, los valores de estimación obtenidos mantuvieron una correlación casi perfectamente lineal con una desviación estándar del error no mayor al 1%.

**Palabras Claves:** Acondicionamiento y procesamiento de señales, detección de tono, frecuencia fundamental, instrumentación acústica, vibraciones mecánicas.

## **Abstract**

*Vibration analysis is fundamental in machinery diagnosis. When doing a vibration analysis, we look for forms to minimize their effects. Vibrations have*

*valuable information regarding the behavior of a system, and there is more than one way to harness this information.*

*This work explores an alternative way of utilizing the vibrations produced by an electrical motor, to determine its angular speed. Assuming there is a direct relation between the fundamental frequency of the vibrations and the motor's speed, and using mathematical tools for signal processing, develops a method for estimating the speed of a motor.*

*In the explored cases, 3 electrical motors, the obtained values maintained an almost perfectly linear correlation with a standard deviation of the error no greater than 1%.*

**Keywords:** *Acoustic instrumentation, fundamental frequency, mechanical vibrations, pitch detection, signal conditioning and processing.*

## **1. Introducción**

De la manera más simple se define a la vibración como un movimiento oscilatorio de pequeña amplitud. Los términos vibración y oscilación suelen usarse indiscriminadamente, aunque algunos autores distinguen a la oscilación como un movimiento periódico de baja frecuencia con una amplitud perceptible y regular. Por otro lado el comportamiento de las vibraciones suele ser irregular, incluso aleatorio y difícil de percibir a simple vista [de Silva, 2000]. Se define entonces a las vibraciones mecánicas como el movimiento periódico o armónico de masas, o como la respuesta oscilatoria, repetitiva o periódica de un sistema mecánico.

La respuesta dinámica de un sistema a una acción o estímulo puede generar vibraciones de forma natural, por ejemplo, la respuesta de percusión de un tambor cuya frecuencia natural dependerá solamente de su estructura y no del estímulo aplicado.

Un sistema también puede sufrir vibraciones forzadas, las cuales pueden ser iguales o completamente diferentes a la frecuencia natural del sistema, generadas por el mismo sistema o de manera externa, por ejemplo el eje de un motor al rotar produce vibraciones en todo el cuerpo del motor que coinciden con la frecuencia de rotación. Al igual que la respuesta al escalón o al impulso, la respuesta de un



sistema a un estímulo oscilatorio consta de su componente transitoria y su componente estable [Stoker, 1961] como se muestra en la figura 1.

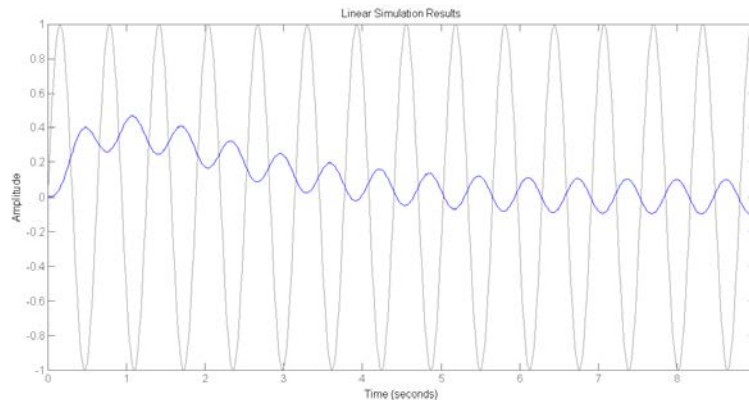


Figura 1 Ejemplo de respuesta transitoria y estable a una señal sinusoidal.

Ya sean naturales o forzadas, las vibraciones pueden ser deseables o indeseables según la naturaleza y objetivo del sistema. Ciertamente, los instrumentos musicales son un caso en el cual las vibraciones son deseables, pero la existencia de vibraciones en sistemas mecánicos puede llegar a ser un fenómeno perjudicial, tanto para la estabilidad del sistema como para su integridad estructural. Ignorar la ubicuidad de las vibraciones en todo sistema mecánico sería entonces un error que puede llevar a fallas imprevistas o incluso consecuencias fatales [Park, 2003]. Actualmente la manera más común y práctica de medir vibraciones mecánicas es transformarlas primero en señales eléctricas. Un sensor de vibraciones es necesario para esta tarea. Un sensor nos proporciona información, normalmente en forma de una señal eléctrica que regularmente debe ser acondicionada para ser procesada de manera digital, lo cual nos permite hacer manipulaciones matemáticas inmensamente complejas en fracciones de segundos [Park, 2003]. De poco sirve capturar y procesar una señal si no se le da una interpretación objetiva, pues dicha señal contiene información que puede ser observada e interpretada por un humano, o por una computadora.

Típicamente se utilizan sensores de movimiento para la detección y medición de vibraciones. Los sensores de movimiento más comunes son el piezoeléctrico, inductivo y capacitivo. Cabe mencionar que el sensor inductivo solía ser el más

popular para la medición de vibraciones, hasta que acelerómetro piezoeléctrico tomó su lugar debido a su respuesta dinámica mejorada y su construcción económica. Sin embargo, el sensor capacitivo no se queda atrás en popularidad, pues es muy utilizado en aplicaciones de acústica.

La naturaleza de una señal de vibraciones es analógica, es decir, es una señal con una infinidad de valores espaciados a intervalos infinitesimalmente pequeños. Para poder procesar la información de una señal de forma digital, es necesario discretizar dicha señal en intervalos finitos para obtener un arreglo de muestras numéricas [Shannon, 1948], [Smith, 1999], ver figura 2.

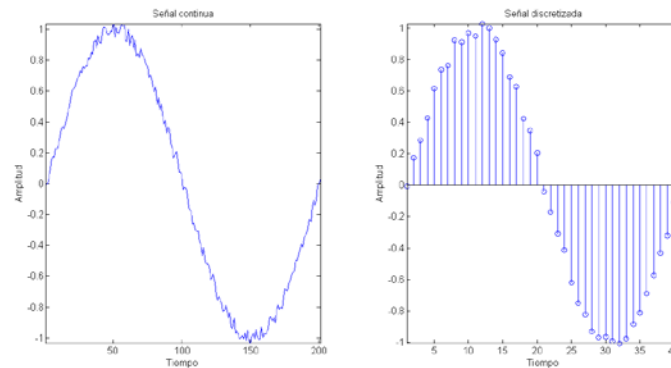


Figura 2 Discretización de una señal con componentes de ruido aleatorio.

Una señal vibratoria normalmente consiste en una superposición de ruido aleatorio, componentes cíclicas y sus armónicas. Mucha de la información contenida en una señal vibratoria es difícil de discernir a simple vista. Es por eso que se recurre a herramientas matemáticas para transformar estas señales que por naturaleza se encuentran en el dominio del tiempo a otros dominios como el de la Frecuencia. La Transformada de Fourier nos permite observar el espectro de frecuencia de una señal continua o discreta, de manera que se abren las puertas a un análisis que sería muy complicado en el dominio del tiempo [Smith, 1999].

## 2. Métodos

La premisa de este trabajo es la idea de que se pueden aprovechar las inevitables vibraciones mecánicas que produce un motor para extraer información acerca de su velocidad. ¿Qué implicaciones tiene esta declaración? En primer

lugar, se puede construir un tacómetro basado solamente en un sensor de vibración.

La manera más común de medir la velocidad de un motor es con uno o varios puntos de referencia en el rotor o flecha. Este punto, o puntos de referencia son detectados por algún sensor en cada revolución que da el motor. Con la ayuda de un sistema electrónico es posible contar la cantidad de ocasiones que se detecta este punto de referencia con respecto a un intervalo de tiempo. Normalmente en forma de pulsos eléctricos, solo es necesario contar estos pulsos en un intervalo de tiempo para determinar la velocidad, aceleración o posición del motor.

¿Qué ventajas ofrece un tacómetro basado en vibraciones mecánicas? Esta propuesta ofrece un método alternativo, no intrusivo, para la medición de velocidad de un motor de manera que no sea necesario acceder al mecanismo del motor, ni agregar cargas mecánicas. La propuesta a continuación es entonces un método para detección de velocidad para un motor basado en un sensor acústico. Dicho en otras palabras, utilizando algo tan sencillo como un micrófono es posible determinar la velocidad de un motor.

Es difícil ignorar el ruido acústico que produce un sistema vibratorio. ¿Sería ingenuo asumir la existencia de una relación perfecta entre ruido acústico y vibración mecánica? Bajo una perspectiva diferente, podríamos definir a las vibraciones mecánicas como ruido acústico que se propaga en un sólido.

La relación de velocidad de un motor y el ruido acústico que produce no es aparente a simple vista. Podría pensarse que solamente es cuestión de detectar el componente de frecuencia con mayor amplitud para conocer la velocidad de motor. Mientras que puede ser cierto para un sensor puramente vibratorio, acústicamente existen muchos factores diferentes que producen un sonido irregular, donde en la mayoría de los casos el componente de frecuencia de mayor amplitud no es la velocidad del motor.

La figura 3 muestra un ejemplo de la señal de ruido generada por un pequeño motor de corriente directa, así como el espectro de frecuencia correspondiente.

Se puede apreciar un patrón en el espectro de frecuencia, donde los picos son equidistantes uno del otro, lo que refleja una relación armónica. Este punto es de

suma importancia ya que confirma el fundamento teórico sobre la frecuencia fundamental de una señal, donde dicha frecuencia fundamental equivale a la velocidad angular del motor. Sin embargo, aún es necesario confirmar la consistencia de este patrón con un instrumento de medición de velocidad.

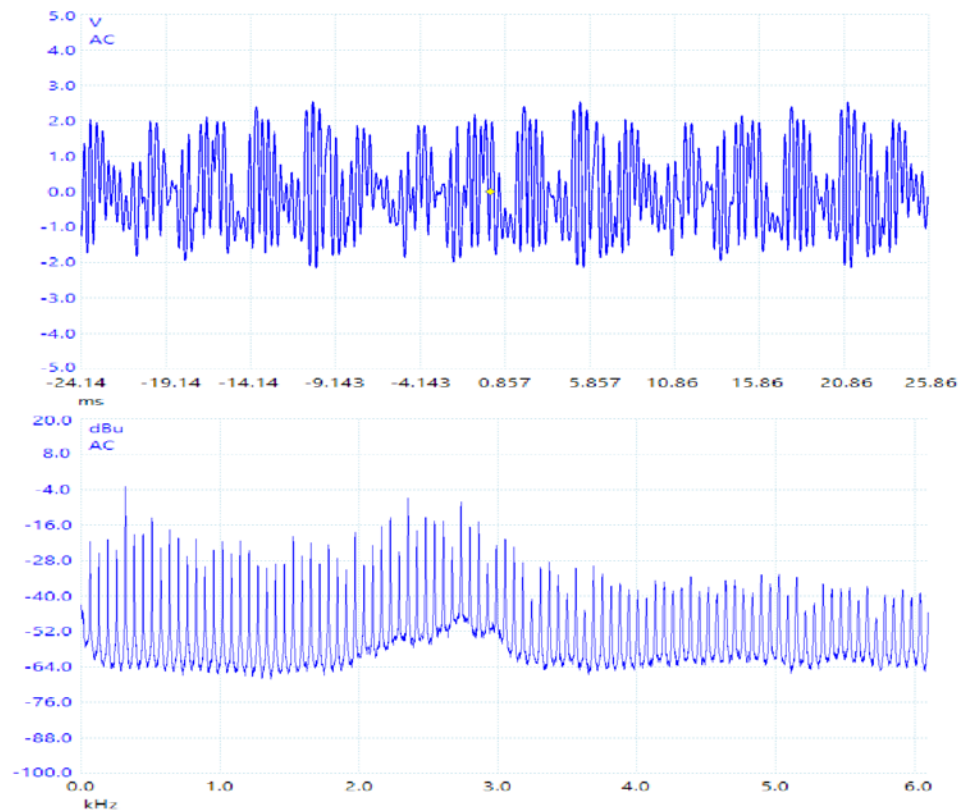


Figura 3 Sonido generado por un motor de corriente directa y su espectro de frecuencia.

Entonces, si se caracteriza el sonido producido por un motor de manera que consista de una frecuencia fundamental equivalente a su velocidad angular, más sus componentes armónicos, es posible determinar la velocidad angular de un motor midiendo las vibraciones o el sonido producido por éstas. Una buena regla general para la detección de la frecuencia fundamental en una señal es mantener una cantidad significativa de armónicos, pues el filtrar excesivamente es prominente a errores, aunque se permita la frecuencia fundamental.

El objetivo básico es extraer la frecuencia fundamental  $F_0$  de una señal de sonido, la cual normalmente es la componente, o parcial, de menor frecuencia, la cual

suele estar relacionada con las parciales mayores. En una señal periódica, la mayoría de las parciales están relacionadas armónicamente, es decir, son múltiplos enteros de dicha frecuencia fundamental.

Existen diversos métodos [Middleton, 2003] para la estimación de la frecuencia fundamental  $F_0$ , siendo cada método útil en diferentes contextos. Muchos de estos métodos toman un enfoque similar, aprovechando la naturaleza periódica de una señal es posible entonces determinar con cierto grado de certeza la frecuencia fundamental. Se debe asumir la periodicidad de la señal, ya que, de lo contrario, cualquier método será propenso a errores. La mayor parte de estos métodos funcionan adecuadamente al ser presentados con una señal periódica limpia, pero cuando la señal es ruidosa, o está compuesta de múltiples tonos, muchos métodos actuales pueden fallar inesperadamente. En la literatura se suele llamar Detección de Tono a un método de Estimación de la Frecuencia Fundamental.

La Correlación es una medida de similitud entre dos señales. La Autocorrelación de una señal es la correlación de dicha señal consigo misma. Similar a la Convolución, es la sumatoria sucesiva de la multiplicación de dos señales, donde para cada valor de la Autocorrelación se desplazan en el tiempo las muestras de una de las señales. En el dominio del tiempo, la Autocorrelación se define por ecuación 1.

$$R_{xx}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k)x(k+n) \quad (1)$$

La representación simplificada de la Autocorrelación por ecuación 2.

$$R_{xx}(n) = x(n) * x(n) \quad (2)$$

Donde  $*$  es el operador de correlación cruzada.

La Autocorrelación puede ser representada como la Convolución de una señal con su complejo conjugado invertido en el tiempo, ecuación 3.

$$R_{xx}(n) = x(n) * x^*(-n) \quad (3)$$

Donde  $*$  es el operador de Convolución.

La Autocorrelación es una operación matemática que permite determinar la periodicidad de una señal, si esta existe. En el proceso del producto por el

conjugado se pierde la información de fase de la señal, dejando solamente información sobre el periodo. Esto resulta muy útil en la estimación de la frecuencia fundamental de una señal. Una ventaja es que el ruido aleatorio es eliminado, asumiendo que existe una correlación nula con la señal.

La figura 4 muestra el resultado de la Autocorrelación de la señal de sonido producida por el motor de la figura 3. El resultado de la Autocorrelación de una señal periódica es en realidad también una señal periódica. Mientras que sí se obtiene el periodo de la frecuencia fundamental, es difícil discernir entre los picos más prominentes. El resultado se encuentra en el dominio del tiempo, aunque no exactamente, pues puede verse como la representación del retraso en tiempo de una señal periódica en lugar del valor absoluto de un valor en un momento determinado.

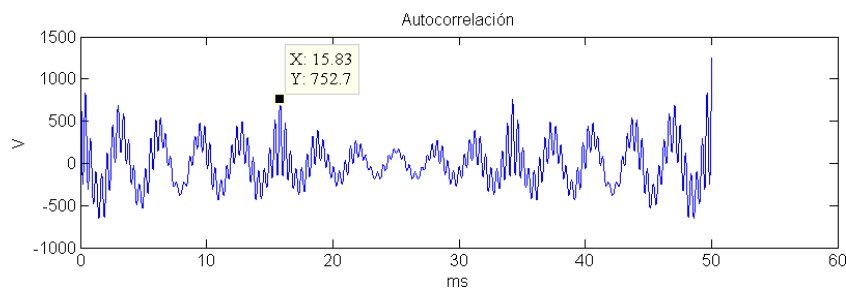


Figura 4 Ejemplo de Autocorrelación.

En [Tolonen, 2000] se describe un algoritmo eficiente para la estimación de múltiples tonos fundamentales en una señal, denominado como ESCAF por Enhanced Summary Autocorrelation Function, derivado del trabajo de [Meddis, 1997], basado en modelos de percepción auditiva humana.

Una implementación parcial [Mazzoni, 2000] del algoritmo ESCAF se encuentra en el software de composición y análisis de audio Audacity [Audacity, 2000], donde se omite la sumatoria de la disección de señales y se aplica el método de rectificación de media onda y sustracción a la autocorrelación de la señal obteniendo resultados muy prometedores.

El diagrama de flujo en la figura 5 muestra a grandes rasgos los pasos a seguir en el algoritmo de Autocorrelación Mejorada. El algoritmo comienza con la FFT de la

señal capturada, para luego determinar la Autocorrelación Generalizada, la cual se define por ecuación 4.

$$r_{xx}(\tau) = F^{-1} [|F[x(n)]|^k] \quad (4)$$

Donde los operadores  $F$  y  $F^{-1}$  son la *Transformada Discreta de Fourier* y la *Transformada Inversa de Fourier*, respectivamente. En lugar de multiplicar por el conjugado, se eleva el espectro a la potencia  $k$ , el cual es un parámetro que determina la compresión en el dominio de la frecuencia. La Autocorrelación Estándar utiliza un valor de  $k = 2$  lo que es equivalente al producto por el conjugado.

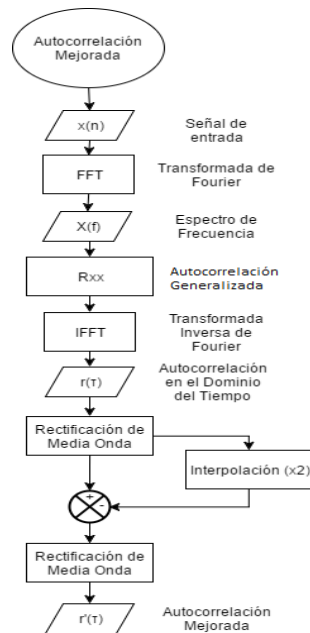


Figura 5 Diagrama de flujo del algoritmo de Autocorrelación Mejorada.

Se recomienda una  $k=2/3$  según [Tolonen, 2000], lo que es un buen compromiso entre la sensibilidad al ruido para valores pequeños de  $k$  y baja resolución en los picos detectados para valores mayores. El nombre de Autocorrelación Mejorada viene del siguiente paso, el cual tiene el propósito de eliminar los armónicos redundantes en el espectro de la Autocorrelación, siendo estos múltiplos enteros de la o las frecuencias fundamentales. Primero se cortan todos los valores

negativos, rectificación de media onda, igualándolos a cero, se escala en el tiempo en un factor de dos, el resultado se sustrae a la función original con los valores negativos cortados, y por último se remueven de nuevo todos los valores negativos igualándolos a cero. Esto remueve picos repetidos con el doble de tiempo de retraso donde la amplitud del pico básico es mayor a la amplitud del duplicado. También se remueven los retrasos cercanos a cero, los cuales son una consecuencia colateral del algoritmo de Autocorrelación. Esta operación puede repetirse un número de veces con un escalamiento de tiempo de tres, cuatro, cinco, etc., hasta donde se desee, de manera que se eliminen múltiplos mayores de cada pico.

La estimación del tono fundamental es entonces determinada por el pico de mayor amplitud, siendo en el caso de la figura 6 equivalente a un retraso en el tiempo de 15.83 ms, y el recíproco igual a 63.167 Hz.

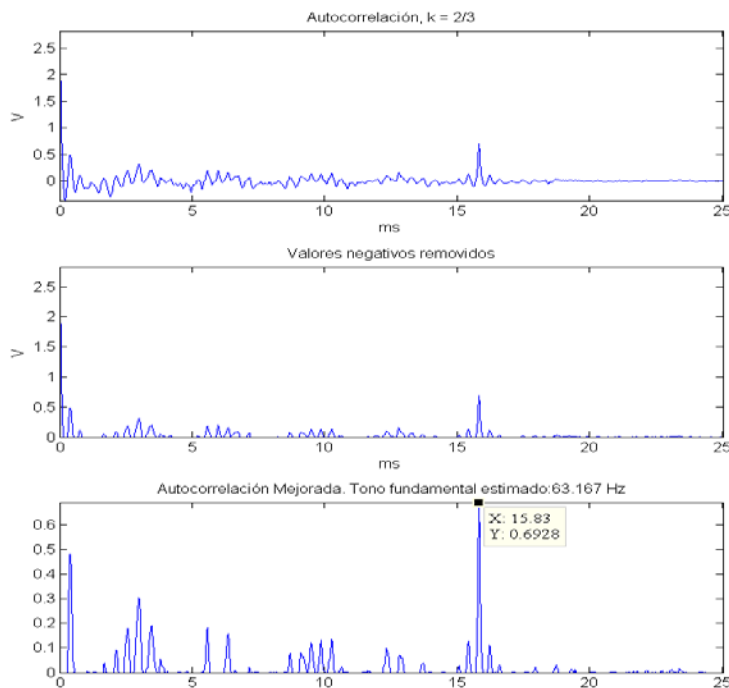


Figura 6 Autocorrelación Mejorada.

La información obtenida del resultado de aplicar la Autocorrelación Mejorada nos da información sobre los armónicos fundamentales más prominentes en una señal. Se puede asumir entonces, con un cierto grado de precisión e incertidumbre



que los componentes de mayor amplitud corresponden directamente a los modos principales de vibración y, aplicando este tipo de análisis a las vibraciones producidas por un motor, se puede determinar si existe una relación directa entre dichos componentes y la velocidad angular del motor.

La estimación de velocidad angular consiste entonces en determinar cuál es la componente de mayor amplitud en el resultado de la Autocorrelación Mejorada. La información que proporciona la Autocorrelación está en el dominio del tiempo y puede representarse como retrasos temporales en la señal. Aplicando el recíproco al valor de tiempo correspondiente a la componente de mayor amplitud nos revela la frecuencia equivalente. Esta frecuencia representará la frecuencia fundamental del motor, asumiendo que el motor es la única o la mayor fuente de ruido acústico capturado.

El micrófono utilizado es del tipo electreto, el cual debe conectarse a un circuito de polarización, el cual se muestra en la figura 7.

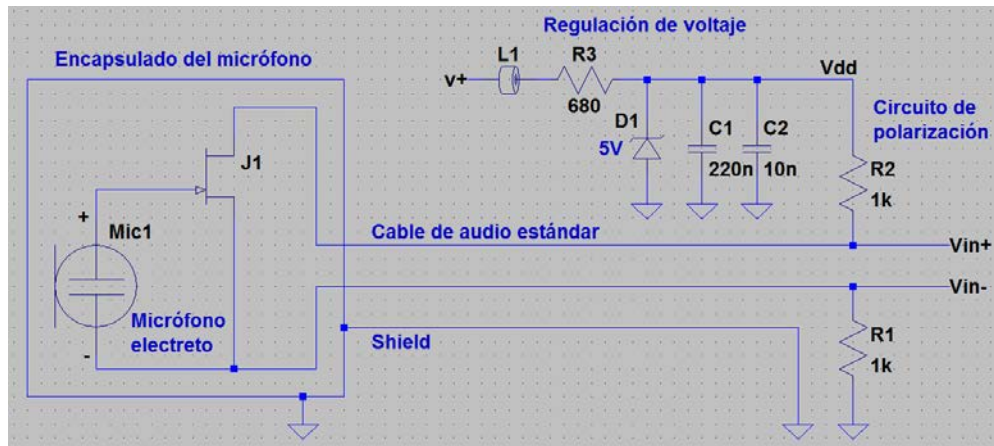


Figura 7 Circuito de polarización del micrófono electreto.

El circuito de acondicionamiento está basado en amplificadores operacionales, constando de un amplificador de instrumentación, un filtro pasa bajas de segundo orden y un filtro pasa altas de cuarto orden, figura 8.

El proceso experimental consistió de los siguientes pasos:

- Realizar las conexiones eléctricas al sistema de adquisición de datos tanto del micrófono de captura, como del optoacoplador, para la comparación de ambos resultados.

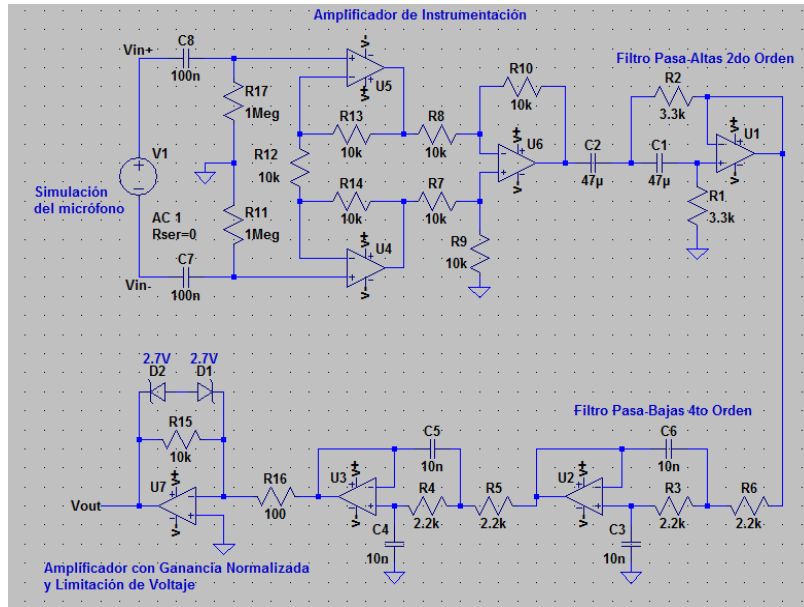


Figura 8 Circuito de Acondicionamiento de la señal del micrófono.

- Se automatizó el proceso de captura usando el Osciloscopio USB picoScope 2204A [Pico Technology, 2017] y aprovechando el API de Matlab que provee Pico Technology. De esta manera se capturan de forma paralela las señales entregadas por el micrófono y el optoacoplador.
- Las señales son procesadas por un script de Matlab. Primero se determina la frecuencia de la señal del optoacoplador y se ajusta a un factor equivalente al número de ranuras que tiene el detector de cuadratura. Por otro lado, se utiliza el algoritmo de estimación de frecuencia fundamental en la señal del micrófono.
- Acumulando 1000 resultados, estos son exportados a una hoja electrónica de datos para caracterizar la relación que existe entre los valores entregados por el optoacoplador y el algoritmo de detección de tono.

En la figura 9 se muestra el diagrama a bloques del sistema.

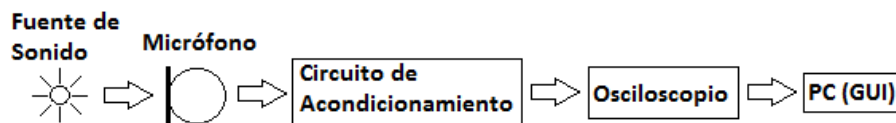


Figura 9 Diagrama del sistema.

### 3. Resultados

Se utilizaron tres motores de prueba y se observaron resultados muy similares, y una clara relación directa entre la frecuencia fundamental de las vibraciones con la velocidad angular de cada motor. En cada caso, el error de medición se mantuvo dentro de un rango casi constante, con muy poca desviación de la media. Debido a cuestiones de espacio y al hecho de que en 2 motores el experimento fue casi totalmente automatizado, sólo se muestran los resultados para un solo motor. Además, los resultados de este motor fueron los más interesantes por así decirlo. El motor eléctrico es parte del kit didáctico 1405B de la corporación Nida en la tarjeta experimental 130A-255, figura 10, [Nida, 1996]. El tema de la tarjeta es la experimentación con sensores fotoeléctricos para medición de movimiento angular en un motor. La tarjeta cuenta con un optoacoplador con interruptor de haz, y un sensor reflector.

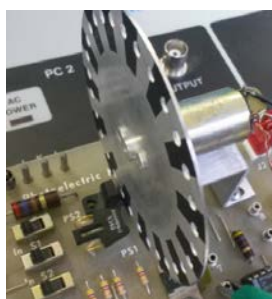


Figura 10 Motor de DC con detector de cuadratura por reflexión e interrupción de luz.

Para el experimento de comparación con la frecuencia fundamental de vibraciones, se utilizó la salida del optoacoplador y se calculó la frecuencia de la señal de salida dividida entre 16, ya que el disco cuenta con 32 orificios. Los resultados de 1000 comparaciones se muestran en la gráfica de la figura 11a, los cuales son filtrados por el método de Theil-Sen [Wikipedia, 2017], el cual consiste en determinar todas las pendientes generadas por todos los pares de datos posibles, para luego seleccionar aquella que se encuentre en la media, de esta manera pueden eliminarse todos los valores atípicos, en este caso manteniendo 828 datos dentro de la tolerancia de 30% en la tendencia lineal principal, ver figura 11b.

También se muestra la distribución del error en la figura 11d. El resumen de resultados se muestra en la tabla 1.

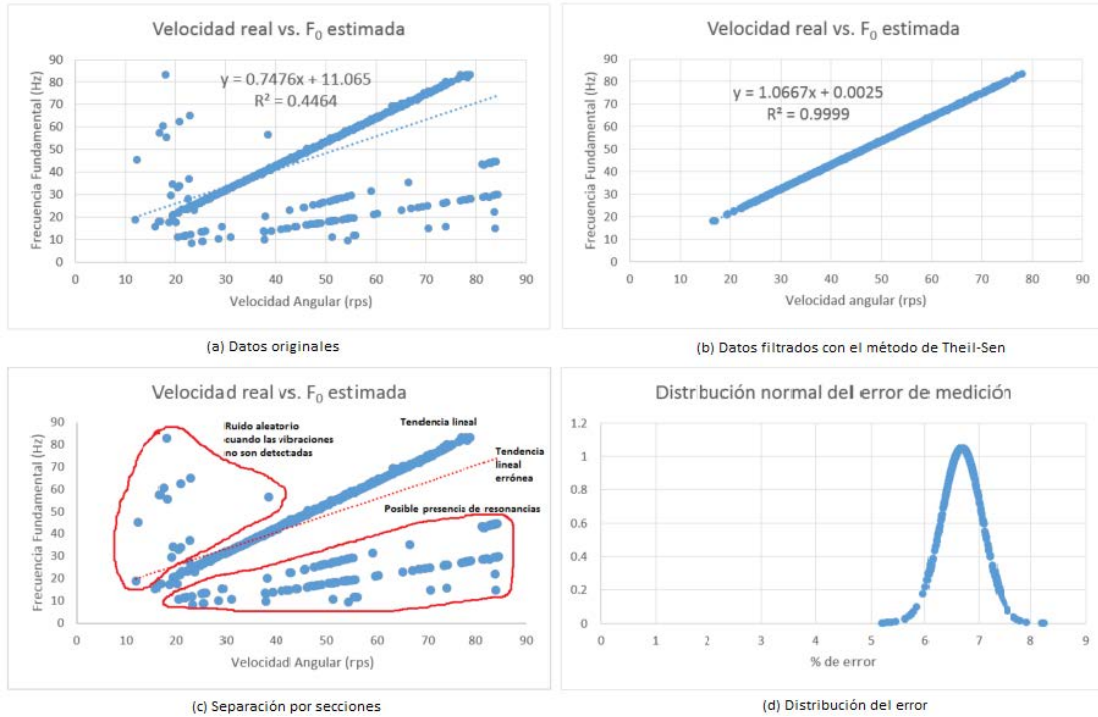


Figura 11 Resultados del experimento.

Tabla 1 Parámetros de captura

Parámetros de captura	
Frecuencia de muestreo $F_s$	19.6078 kHz
Número de muestras $N$	$2^{16} = 65536$
Ventana Utilizada	Hamming
Parámetros de comparación	
Motor de prueba	Nida 130A-255
Instrumento de medición de velocidad	Optoacoplador
Número de pruebas	828 filtradas de 1000
Umbral de detección	16.57 rps $\Leftrightarrow$ 78.04 rps
Error mínimo $e_{min}$	5.20%
Error máximo $e_{max}$	8.27%
Error promedio $\bar{e}$	6.68%
Desviación estándar del error $\sigma_e$	0.3806 %
Regresión lineal	$y = 1.0667x + 0.0025$
Coeficiente de determinación $R$	0.9999

Un aspecto interesante en las mediciones de los motores es que entre más grande es el motor, el umbral de detección es mejor para bajas velocidades. Esto tiene sentido si se tiene en cuenta que la energía producida por las vibraciones del motor son una función directa de la masa total o inercia rotacional, así como de la velocidad de rotación. Entonces, la energía de vibraciones producida por dos motores de diferente tamaño, cuya velocidad es igual, no será la misma, pues las vibraciones en el motor más grande serán más prominentes. Por otro lado, un motor bien balanceado produce menos vibraciones por lo que se dificulta la detección de velocidad. Se observan discrepancias de detección cuando se utiliza una carga de inercia en la flecha. Intuitivamente, cuanto mayor es la carga, mayores son las vibraciones, por ende, mayor la sensibilidad en la detección de velocidad. Otra forma de mejorar la sensibilidad es utilizando un número grande de muestras en el análisis de frecuencia mejorando la resolución y aumentando el umbral de detección, permitiendo observar bajas frecuencias.

La colocación del sensor parece afectar enormemente la medición. Hay que tomar en cuenta la transmisibilidad de vibraciones del sistema y colocar el sensor donde sea posible maximizar la detección. Ya que el transductor es un micrófono, en ocasiones no es necesario mantener contacto mecánico directo, pues basta con sostener el sensor en el aire, y en algunas ocasiones esto puede generar mejores resultados. Sin embargo, puede ser difícil determinar el uso correcto del instrumento en cada aplicación.

A pesar de que se depende de la existencia de vibraciones mecánicas, una presencia excesiva puede ser perjudicial en las mediciones. Si la plataforma o el chasis donde esté instalado el motor sufren de vibraciones excesivas, estas vibraciones se superponen en la detección del sensor. Además, el sistema puede entrar en resonancia provocando que se detecte mayormente la frecuencia natural del sistema en lugar de la velocidad angular del motor.

Es claro que la calidad de los resultados mejora entre mayor es el número de pruebas, sin embargo, dado que los últimos dos experimentos se realizaron de forma automatizada, estos se volvieron muy propensos a la presencia de valores atípicos los cuales pueden ser removidos con relativa facilidad, sin embargo, estos

puntos no deseados pueden darnos información sobre comportamientos inesperados en el sistema bajo prueba. Este comportamiento se puede observar en las pruebas sobre el motor mediano y pequeño, pero es mucho más prominente en el motor pequeño. La figura 11c indica una separación por secciones de comportamiento, indicando la presencia de diferentes fenómenos en el experimento.

#### **4. Discusión**

Posibles implementaciones y aplicaciones quedan fuera del alcance de este trabajo ya que el objetivo principal fue el discutir solamente la metodología de una forma indirecta de detectar la velocidad de un motor en base a las vibraciones producidas por este. Solamente se discuten algunas sugerencias de trabajos futuros, como desarrollo de productos y/o aplicaciones.

El primer producto obvio que se puede crear basado en este método es un tacómetro de bolsillo, el cual serviría como una herramienta alternativa de diagnóstico para cualquier tipo de motor o sistema rotativo, creando la posibilidad de medir velocidad en motores sin sensores o en lugares difíciles de acceder directamente.

A todo esto, puede aunarse un sistema de diagnóstico de vibraciones, aplicando todo este desarrollo como un sistema interactivo, que dé información detallada al usuario, similar a muchas herramientas de diagnóstico especializadas.

La selección del número de muestras y la frecuencia de muestreo juegan un papel crítico en el proceso de estimación, afectando factores como la resolución y el umbral de detección. Si no se optimizan estos parámetros para el funcionamiento en tiempo real, se puede dificultar enormemente la aplicación de un lazo de control, ya que se requiere de una respuesta dinámica lo suficientemente rápida como para no afectar la estabilidad del sistema. Se propone la posibilidad de no mantener los parámetros de captura fijos, pues dependiendo de la respuesta del sistema, quizá sea conveniente ajustar estos parámetros dependiendo, por ejemplo, de la diferencia necesaria para detectar velocidades bajas o altas. Si se

resuelven estos problemas, teóricamente será posible aplicar este producto a un lazo de control de velocidad.

## **5. Conclusiones**

En base a los resultados de los experimentos, se observa que existe una relación lineal entre la velocidad del motor y la frecuencia fundamental de las vibraciones producidas por éste. A pesar de la presencia de errores de medición, esta relación lineal se mantiene en los tres motores, por lo que se concluye que estos errores pueden deberse principalmente a las incertidumbres de los instrumentos, así como falta de calibración.

El algoritmo de Autocorrelación Mejorada entregó buenos resultados en general, sin embargo, no quedan descartadas posibles modificaciones, así como el uso de otros métodos para la estimación de la frecuencia fundamental.

Este método de medición de velocidad angular ofrece la ventaja ser una medición indirecta no intrusiva. El sensor de vibraciones puede colocarse entonces donde sea conveniente y no estorbe al mecanismo del motor. Además, no requiere de aditamentos extra como indicadores ópticos o acoplamientos mecánicos.

Una desventaja al usar este método es la presencia de un umbral de detección impredecible. Dada la naturaleza de las vibraciones mecánicas, se esperan respuestas dinámicas completamente diferentes para todo tipo de motores. Debido a esto es difícil determinar en primera instancia si los valores devueltos por el instrumento son veraces o errores aleatorios. Sin embargo, es posible mantener la opción de una ganancia variable cuando el ruido producido por un motor sea, o muy tenue, o muy intenso, dando al usuario del instrumento control sobre el umbral de detección.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Audacity, Audacity download | SourceForge.net, 2000: <http://sourceforge.net/projects/audacity/>, 2016.
- [2] De Silva, C. *Vibration Fundamentals and Practice*. CRC Press LLC, 2000.
- [3] Mazzoni, D. *Spectrum.cpp*. GNU General Public License Open Software,

- 2000.
- [4] Meddis, R. & O'mard, L. A unitary model of pitch perception, 1997.
  - [5] Middleton, G. Pitch Detection Algorithms, *OpenStax CNX*, 2003: <http://cnx.org/contents/i5AAkZCP@2/Pitch-Detection-Algorithms>, 2017.
  - [6] Nida, Basic Transducers Experiment Card Set Model 1405B. Nida Corporation, 1996.
  - [7] Park, J. & Mackay, S. Practical Data Acquisition for Instrumentation and Control Systems, pp. 435, 2003.
  - [8] Pico Technology, PicoScope 2000 Specifications: <https://www.picotech.com/oscilloscope/2000/picoscope-2000-specifications>, 2017.
  - [9] Shannon, C. A Mathematical Theory of Communication, *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 27, no. 3, pp. 379–423, 1948.
  - [10] Smith, S. The Scientist and Engineer's Guide to Digital signal processing, 1999.
  - [11] Stoker, J. Nonlinear Vibrations in Mechanical and Electrical Systems. Interscience Publishers, Inc., 1961.
  - [12] Tolonen, T. & Karjalainen, A. A computationally efficient multipitch analysis model, *IEEE Trans. Speech Audio Process.*, vol. 8, no. 6, pp. 708–716, 2000.
  - [13] Wikipedia, Theil–Sen estimator, *Wikipedia*, 2017: [https://en.wikipedia.org/wiki/Theil–Sen\\_estimator](https://en.wikipedia.org/wiki/Theil–Sen_estimator).



# DESIGN, CONSTRUCTION AND SIMULATION OF A UNIFORM MAGNETIC FIELD GENERATOR WITH STEEL NUCLEUS TO DEFLECT COSMIC RAYS

***Karla Natalia Herrera Guzmán***

University of Guanajuato, Department of Physics  
*herrera2012@licifug.ugto.mx*

***Raúl Alejandro Gutiérrez Sánchez***

University of Guanajuato, Department of Physics  
*gutierrezr2012@licifug.ugto.mx*

***Jorge Luis Arceo Miquel***

University of Guanajuato, Department of Physics  
*miquel@fisica.ugto.mx*

***Julián Félix***

University of Guanajuato, Department of Physics  
*felix@fisica.ugto.mx*

## **Resumen**

La trayectoria de una partícula puede ser determinada midiendo algunos puntos por los que ha pasado. Esto se aplica a cualquier tipo de partículas, incluyendo rayos cósmicos. En este se presenta la construcción de un generador de campo magnético uniforme, dentro del cual se colocará un arreglo de detectores para medir las trayectorias de los rayos cósmicos. Presentamos detalles del diseño, construcción, calibración y algunos resultados preliminares.

**Palabras Claves:** Bobinas, partícula relativista, rayos cósmicos, simulación.

## **Abstract**

*A particle's trajectory can be determined measuring some points where it has passed. This is applied to all kind of particles, including cosmic rays. In this paper*

*we present the construction of a uniform magnetic field generator. Inside it, an arrangement of cosmic ray detectors will be placed in order to measure cosmic ray trajectories. We present details of the design, construction, calibration and some preliminary physical results.*

**Keywords:** *Cosmic rays, helmholtz coils, relativistic particle, simulation.*

## 1. Introduction

The cosmic rays are particles coming from outer space and they can be charged or neutral particles (charged cosmic rays at sea level are mostly muons). They were discovered in 1912 by Victor Hess. Since then, a lot of cosmic rays detectors have been built to study the universe. There are two types of cosmic rays: primary and secondary. The primary cosmic rays are generated by astrophysical sources such as supernovae, stars, pulsars, etc. The secondary cosmic rays are generated by collision of primary cosmic rays with interstellar gas, this means that earth atmosphere is a source of secondary cosmic rays [PDG, 2015].

The Cerenkov radiation is produced when a charged particle travels faster than light in a medium (radiator) [Mark, 2017], this radiation can be detected by photomultipliers. There are several types of cosmic ray detectors using Cerenkov radiation [Butslov, 1963], [Aseev, 1992], but most of them are based on transparent materials. New radiator materials could allow us to explore different energetic regions of detection and particles. Cosmic ray detectors usually are made of gases and liquids, among other transparent materials. The aim of this work is to know if Cherenkov radiation is produced in a material like aluminum, if so, it must be detectable. A uniform magnetic field deflects the charged particles trajectories, thus it is possible to use it with a particle detector. The objective is to detect the change in the direction of the cosmic rays and determine their energy, momentum, identity and trajectories. To achieve this, it is necessary to build a base to place an array of detectors inside the magnetic field generator. It is necessary that neither the detector's material nor the base's material distort the magnetic field. In this case we built the system for an arrangement of detectors of 8x8x8 in which consists of 32 Aluminum bars (1x2x8 in).

## 2. Methods

### Analytic Description

Cosmic rays are very energetic, therefore it is considered a relativistic calculation about how they are deflected in a magnetic field. Starting with the Lorentz's principle [Serway, 2005] with no electric field

$$\vec{F}_{electromagnetic} = q\vec{v} \times \vec{B},$$

Where  $q$  is the electric charge of the particle,  $\vec{v}$  its velocity and  $\vec{B}$  the magnetic field. Using the second Newton's principle with the relativistic correction, equation 1.

$$\frac{d\vec{p}}{dt} = q\vec{v} \times \vec{B}, \quad (1)$$

Where  $\vec{p} = \gamma m \vec{v}$  is the relativistic momentum ( $\gamma = \sqrt{1 - \vec{v} \cdot \vec{v}}$ ).

Due to that a charged particle moving inside a uniform magnetic field follows a uniform circular motion (which implies that  $v$  is constant),  $\gamma$  is a constant. Because of this, and that  $\vec{B} = (0, B, 0)$  and  $\vec{v} = (v_x, 0, v_z)$ , (1) is reduced to the following equations 2.

$$\begin{aligned} \gamma m \frac{dv_x}{dt} &= -qBv_z, \\ \gamma m \frac{dv_z}{dt} &= qBv_x, \end{aligned} \quad (2)$$

Defining  $\alpha = \frac{\gamma m}{qB}$  and solving equation 2 we found equations 3 y 4.

$$x = \alpha \left[ A \sin\left(\frac{t}{\alpha}\right) - B \cos\left(\frac{t}{\alpha}\right) \right] + K \quad (3a)$$

$$z = -\alpha \left[ A \cos\left(\frac{t}{\alpha}\right) + B \sin\left(\frac{t}{\alpha}\right) \right] + C \quad (3b)$$

$$v_x = A \cos\left(\frac{t}{\alpha}\right) + B \sin\left(\frac{t}{\alpha}\right) \quad (4a)$$

$$v_z = A \sin\left(\frac{t}{\alpha}\right) - B \cos\left(\frac{t}{\alpha}\right) \quad (4b)$$

Applying the initial conditions  $x = 0$ ,  $z = z_0$  and  $v_x = 0$ ,  $v_z = v_{z0}$  in  $t = 0$  to equations 3a, 3b, 4a and 4b, the solution is equations 5a and 5b.

$$x = \alpha v_{z0} \cos\left(\frac{t}{\alpha}\right) - \alpha v_{z0} \quad (5a)$$

$$z = \alpha v_{z0} \operatorname{sen}\left(\frac{t}{\alpha}\right) + z_0. \quad (5b)$$

The equations 5a and 5b have to be solved to find the maximum and minimum incidence speed in which the incident particle is going to be deflected in the desired way to find the lower and upper bounds for the energy. In order to solve this equations it is necessary to give the  $B$ ,  $m$ ,  $q$  y  $z_0$  values, those are the magnetic field generated by the coils, the muon mass, the muon charge and the point in which the particle enters in the magnetic field.

## Design

The prototype design consists in a pair of Helmholtz coils with 210 turns each and a ferric nucleus. Both coils are joined by steel bars to close the magnetic field. An aluminum base, which will be used to place detectors inside the magnetic field, was designed too. Figure 1 shows the design of the coils and the Aluminum base (drawn in SketchUp).

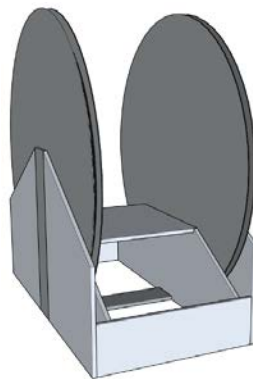


Figure 1 System perspective view.

In addition, the ferric pieces that makes the coils' reels, as well as the pieces that close the magnetic field, are made of ferric sheets to reduce possible eddy currents. The dimensions of the pieces in the design are shown in table 1. The shape and dimensions of some pieces are shown in figure 2.

Table 1 Pieces of the coil's reels and Aluminum base.

PIECES	MATERIAL	SIZE (cm)
4	Aluminum	Figure 4.1
2	Aluminum	Figure 4.2
2	Steel	27.22 x 5.00 x 0.40
1	Steel	23.72 x 5.00 x 0.40
1	Aluminum	20.32 x 20.32 x 0.40
2	Aluminum	23.72 x 10.00 x 0.40
PIECES	MATERIAL	DIAMETER (cm)
2	Steel	47.04
10	Steel	43.04

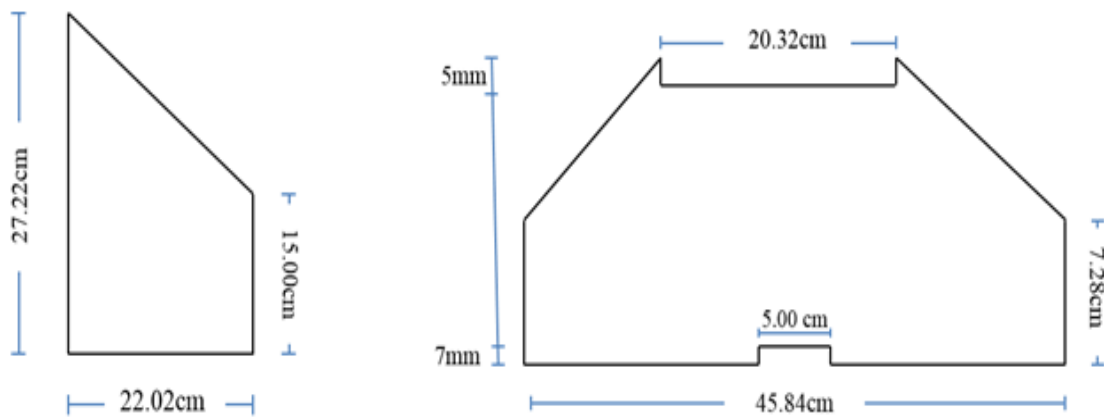


Figure 2 Dimensions and shape of two pieces of the Aluminum base.

All pieces in the design are joined together with nuts, bolts and Aluminum angles. Steel bolts are used to join steel pieces together and Aluminum bolts to join all Aluminum pieces.

This prototype is supposed to hold everything, including the electronic cards. Thus, a few Aluminum plates must be added. Those extra Aluminum plates are shown in figure 3. This figure also shows the way the 32 Aluminum bars will be placed inside the coils. Number 1 is an Aluminum plate needed to hold the connection strips (white rectangular prisms) needed to supply the voltage to the discriminator cards (dark green plates). Number 2 is an Aluminum angle that will be used to keep the photodiode cards (green plates) in its place (the latter ones will be screwed to the first one). Number 3 is an Aluminum plate and an Aluminum “C” that will support the discriminator cards outside the magnetic field.

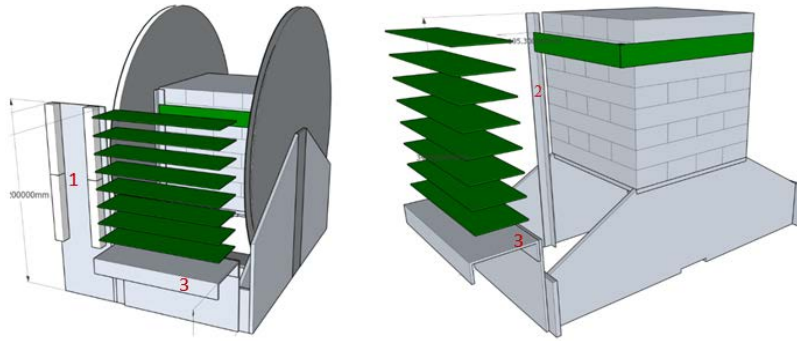


Figure 3 Design with aluminum pieces added to hold all electronic components.

## Construction

All pieces in table 1 were cut with water jet. The steel pieces (Carbon steel A36) were cut from a steel sheet 18 AWG (0.91 mm) and the Aluminum pieces from a 5 mm thick aluminum plate.

## Base Construction

The Aluminum angles and pieces were drilled. As the Aluminum bolts were too long to press the aluminum pieces together, we had to make washers. These washers were made with 5 mm thick black rubber. The washers used to fix the Aluminum square on top of the base, due to the limited space, are pre-made washers 1.2 mm thick.

## Coils' Reels Construction

The steel laminas were glued together with JB Weld to form bars. The result was two bars of 27.5 x 5.0 x 0.6 cm and one of 23.4 x 5.0 x 0.6 cm (for future references this pieces are called L and K pieces respectively). The discs were perforated with 5 holes of 1/2 inch diameter. With the drilled discs were made 2 reels, each one containing two 23.4 cm radio discs and eleven 21.4 cm radio discs. The discs were glued together by the perimeter.

## Assembly and Winding

The steel reels were wined with 210 turns each with 19 AWG wire. In the turn 120 it was necessary to put insulating tape to level them. After finishing the

winding, Qualtex Silicone was used in the top of the reels to protect the coils. L and K pieces are screwed together, so the necessary threaded holes were made. Finally, the reels were painted red color and the L and K pieces matte black color.

### **Coils' Electric Connection**

To switch the magnetic field direction produced by the coils, it was used a two pole two throw switch, female banana connectors and connector strips. The components were connected with 5 mm red and black wire. The magnet wire of the coils was protected using thermofit.

### **Magnetic Field Mapping System**

In order to map the magnetic field, a MakeBlock XY Plotter [MakeBlock, 2017] was adapted. A graduated (in millimeters) acrylic tube was used instead of a pencil. Inside the acrylic tube, a Vernier MG BTA gaussmeter [Vernier, 2017] was placed. With this modification was possible to map the magnetic field in a volume of  $20.00 \pm 0.05 \times 19.00 \pm 0.05 \times 20.0 \pm 0.1$  cm in x, y, z directions respectively. Figure 4 shows the measurement system on the prototype. Figure 5 shows the details of the measurements. In figure 5a the measurement system maps flat surfaces from left to right and to the electric connection "c", starting from the point in the red circumference. Figure 5b shows that the surfaces are mapped from the bottom to the top surface with a distance between them of  $d = 1$  cm. Each surface is mapped in 20 lines from left to right; each line is made of 19 points. The mapped volume consists of 20 flat surfaces 1 cm apart.

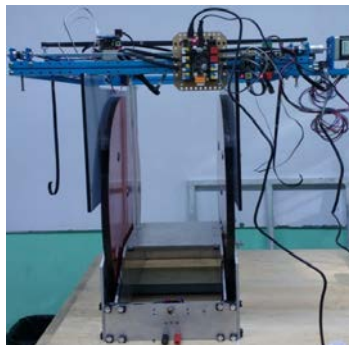


Figure 4 Measurement system on the prototype.

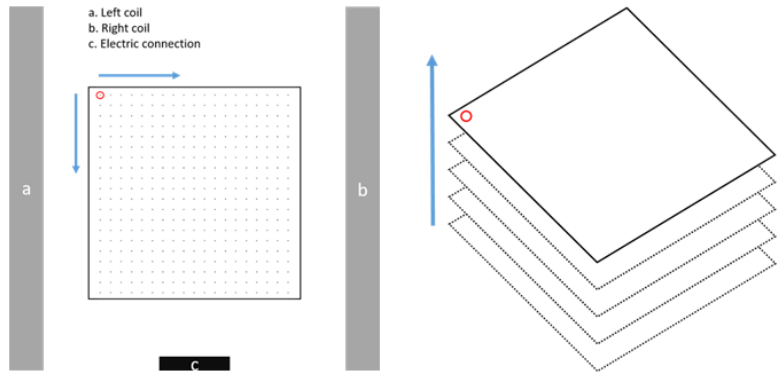


Figure 5 Scheme of the magnetic field mapping.

When the sensor in z direction is moved, it is possible that it got bend. Due to that this is a one direction magnetic field sensor, it is necessary to move it until it's parallel to the reels.

### 3. Results

#### Simulation

In order to have a prediction of the magnetic field that is generated by the coils, a model with real dimensions was sketched in Poisson Superfish [Poisson, 2017]. The resulting magnetic field is shown in table 2 when the current passing through the wire is between 1 and 20 amperes (the magnetic field magnitude at the center of the coils' axis). Figure 6 shows the generated graph by Poisson Superfish.

Table 2 Magnetic field magnitude obtained with Poisson Superfish, The relative  $\mu$  value for the material of the reels is  $\mu=250$ .

Current (A)	2	4	8	10	12	14	16	18	20
Magnetic Field (mT)	2.9	5.9	11.8	14.7	17.7	20.6	23.6	26.5	29.4

#### Magnetic Field Measurements and Prediction of the Equations (no core).

The predicted values were obtained by solving the Helmholtz coils equations and considering the middle point between coils on their common axis as origin. The resulting equation 6.

$$B = \frac{8 \cdot \mu_0 \cdot I \cdot N}{5 \cdot \sqrt{5} \cdot a}, \quad (6)$$



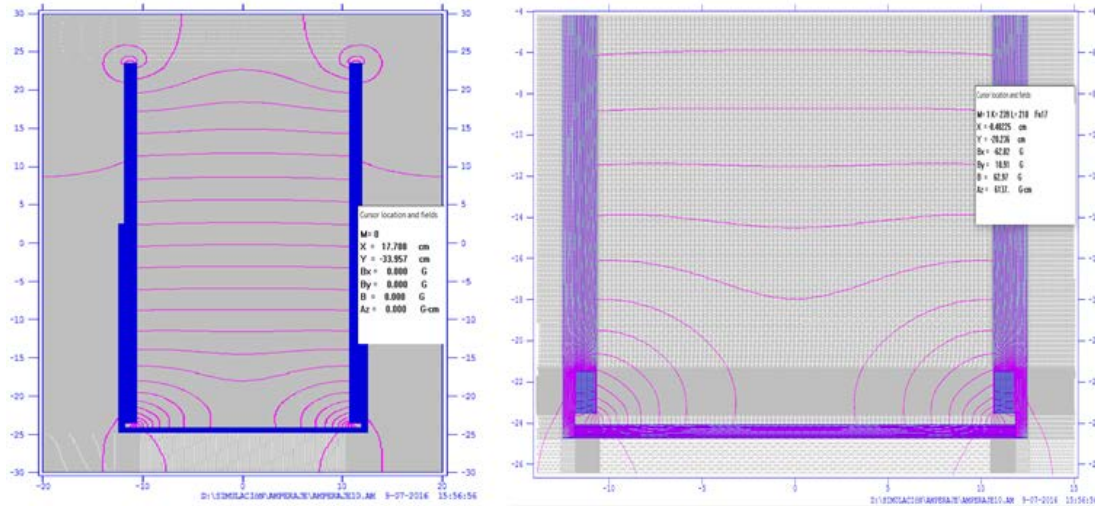


Figure 6 Magnetic field model.

where  $\mu_0$  is the vacuum permeability,  $I$  the electric current passing through the wire,  $N$  the number of turns, and  $a$  the radius of coils [Milford, 1995].

In order to obtain the multiplicative factor  $A$  that adjusts the simulation to the measurement (the factor that multiplies the measurements so they get as close to the simulation as possible), we start with the method of least squares [Steven, 2017].

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^n \frac{(B_{simi} - AB_{mi})^2}{(\Delta B_{mi})^2}, \quad (7)$$

Where  $B_{simi}$  is the obtained magnetic field value by the simulation,  $B_{mi}$  is the measured magnetic field value. Equating the first derivative of equation 7 to zero and considering an error of 5% ( $\Delta B_{mi} = 0.05 \cdot B_{mi}$ ),  $A$  and  $\Delta A$  are obtained equations 8 y 9.

$$A = \sum_{i=1}^n \frac{B_{simi}}{n \cdot B_{mi}}, \quad (8)$$

$$\Delta A = \sqrt{\sum_{j=1}^n \frac{B_{simi}^2 \cdot 0.0025}{n^2 \cdot B_{mi}^2}}. \quad (9)$$

The multiplying factor that makes the simulation values closer to the measurements ( $C$ ) is related with  $A$  as equation 10.

$$C = \frac{1}{A} \cdot \Delta C = \frac{1}{A^2} \cdot \Delta A. \quad (10)$$

To pass from the predictions factor to measurements factor, the following changes have to be made  $B_{simi} = B_{mi}$  and  $B_{mi} = B_{pi}$ , with the subscript  $pi$  denoting the prediction values. Table 3 shows ten measurement points (n=10) with their respective electric current values. In these 10 points,  $A$  and  $C$  were measured for simulation (subscript  $s$ ) and prediction (subscript  $p$ ) cases, these results are given in table 4. Figure 7 shows measurement, simulation and prediction results.

Table 3 Electric current values.

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
I (A)	0.5	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0	4.5	5.0

Table 4 Multiplying factors.

	$A_s$	$C_s$	$A_p$	$C_p$
Value	1.28	0.75	1.38	0.72
Error	0.05	0.03	0.05	0.03

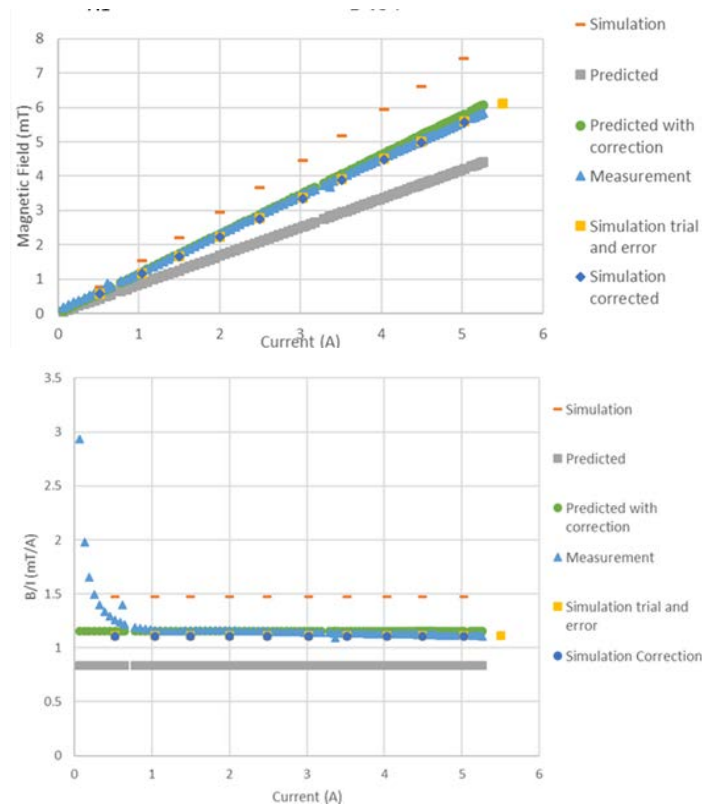


Figure 7 Measurement, simulation and prediction results.

The measurements in figure 7 were made with a VGA AlphaLab sensor, this measurements are consistent with the Vernier sensor. Yellow points are obtained by modifying the  $\mu$  value in the simulation by trial and error until we found a value of B approximated to the measurements, the  $\mu$  value obtained is  $\mu = 120.05$ . The values indicated by "Simulation Correction" (dark blue) are the values obtained by multiplying  $C_s$  with the original simulation values to make them fit with the measurement values. The green values are obtained in the same way that the dark blue ones, but this time multiplying the predicted values (gray) with  $A_p$  to fit the predicted values to the measurements.

### Relativistic Particle Kinematics.

The values needed to solve equations 5a and 5b are:

$B = 29.4429\text{mT}$  (obtained from Poisson Superfish for a 20 Amperes current).

$$m = 1.08838 \times 10^{-28} \text{ kg}$$

$$q = \pm 1.0602 \times 10^{-19} \text{ C}$$

$$z_0 = 23.52 \text{ cm}$$

Defining  $\beta = \frac{m}{qB}$ , the equations 11.

$$\begin{aligned} x &= \frac{\pm \beta x c}{\sqrt{c^2 - v_{z0}^2}} \cdot v_{z0} \left[ \cos \left( \frac{\sqrt{c^2 - v_{z0}^2}}{\beta x c} \cdot t \right) \mp 1 \right], \\ z &= \frac{\pm \beta x c}{\sqrt{c^2 - v_{z0}^2}} \cdot v_{z0} \left[ \text{sen} \left( \frac{\sqrt{c^2 - v_{z0}^2}}{\beta x c} \cdot t \right) \mp 0.2352 \right]. \end{aligned} \tag{11}$$

To find the incidence speed of the particle we must give conditions to the energy bounds, see figure 8 which are:

Upper bound; case in which the particle leaves the array of detectors without a detectable deflection (green, the width of one detector is 5.08 cm):

$$x = \pm 0.0508\text{m}, \quad z = -0.1016\text{m}.$$

Lower bound; case in which the particle leaves the array of detectors before crossing its half (red):

$$x = \pm 0.1016\text{m}, z = 0.0254\text{m}$$

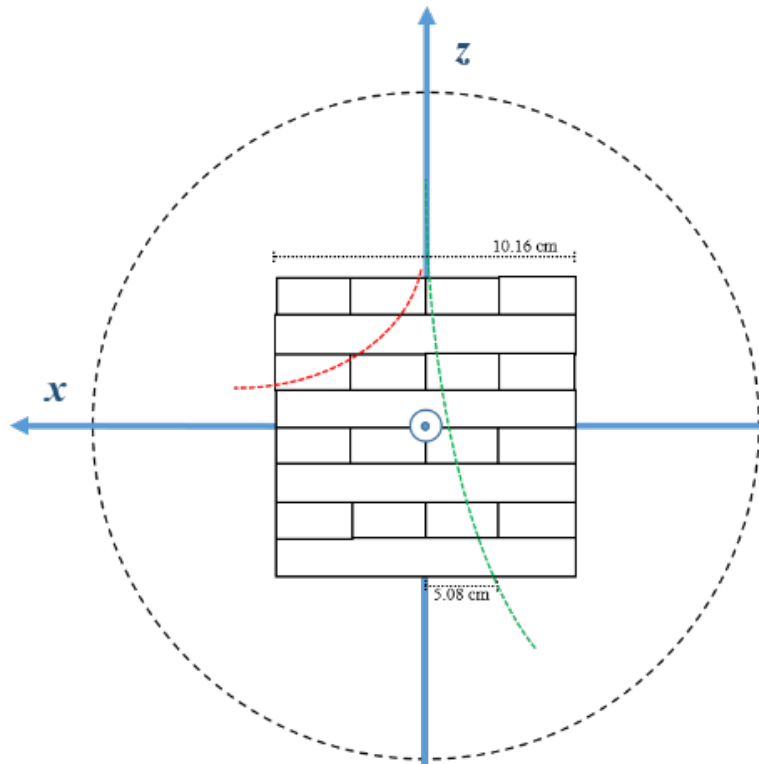


Figure 8 Energy bounds. In red, the trajectory of a particle passing through the lower bound; in green, the one which goes through the upper bound.

As equations 12 are nonlinear equations, it was necessary to use an internet platform called “WolframAlpha” to solve them. The results obtained are:

$$\text{Lower Bound: } v_{z0} = -6.7 \times 10^6 \frac{\text{m}}{\text{s}}, t = 3.6 \times 10^{-8} \text{s.}$$

$$\text{Upper bound: } v_{z0} = -2.8 \times 10^7 \frac{\text{m}}{\text{s}}, t = 1.2 \times 10^{-9} \text{s.}$$

The energy bounds according to these velocities are:

$$E_{max} = 106.3 \text{MeV}, E_{min} = 105.9 \text{MeV.}$$

### Automated Magnetic Field Map

When the coils were powered with 100 V, the power supply was giving about 6.6 A, but they started to warm up. This made the 6.6 A to decrease rapidly. The current output stabilized about 1.5 hours later, having around 4.7 A and an

approximated temperature of 78 °C. It is at this point where the magnetic field measurements takes place. It is necessary to point out that the rising of the temperature deforms the acrylic tube. This makes that the measurements in the vicinity of the reels are made with a deformed acrylic tube. The acrylic tube is separated from the aluminum square  $1.52 \pm 0.01$  mm (before deformation). Table 5 shows the initial and final current and temperatures in which the measurements took place for every plane.

Table 1 Values of current and temperature between each plane was mapped.

Plane number	$I_i$ (A)	$I_f$ (A)	$T_i$ (°C)	$T_f$ (°C)
0	4.767	4.695	72.5	77.0
1	4.675	4.669	78.8	78.8
2	4.668	4.665	79.5	79.4
3	4.665	4.660	79.4	79.7
4	4.661	4.660	79.8	80.0
5	4.760	4.690	71.6	77.3
6	4.690	4.680	77.3	77.5
7	4.680	4.666	77.7	78.8
8	4.667	4.662	79.1	79.7
9	4.662	4.657	79.7	80.2
10	4.657	4.657	80.3	80.2
11	4.658	4.659	80.4	80.2
12	4.807	4.713	68.4	75.5
13	4.712	4.686	75.7	76.8
14	4.686	4.674	76.8	77.5
15	4.674	4.666	78.2	78.6
16	4.666	4.665	78.7	78.9
17	4.665	4.663	78.9	79.1
18	4.663	4.665	78.7	78.8
19	4.665	4.673	78.4	78.4
20	4.704	4.690	77.0	78.5

Figure 9 shows the graphs of the initial, final and central mapped plane, the rest of the planes were omitted because this planes are enough to realize the way the magnetic field changes with the z position.

In table 6 it is shown the maximum and minimum of each plane and its proportion. The last row shows the maximum variation of the entire map (21 planes) taking the global maximum and minimum. Figure 10 shows the graphs of the values in table 6.

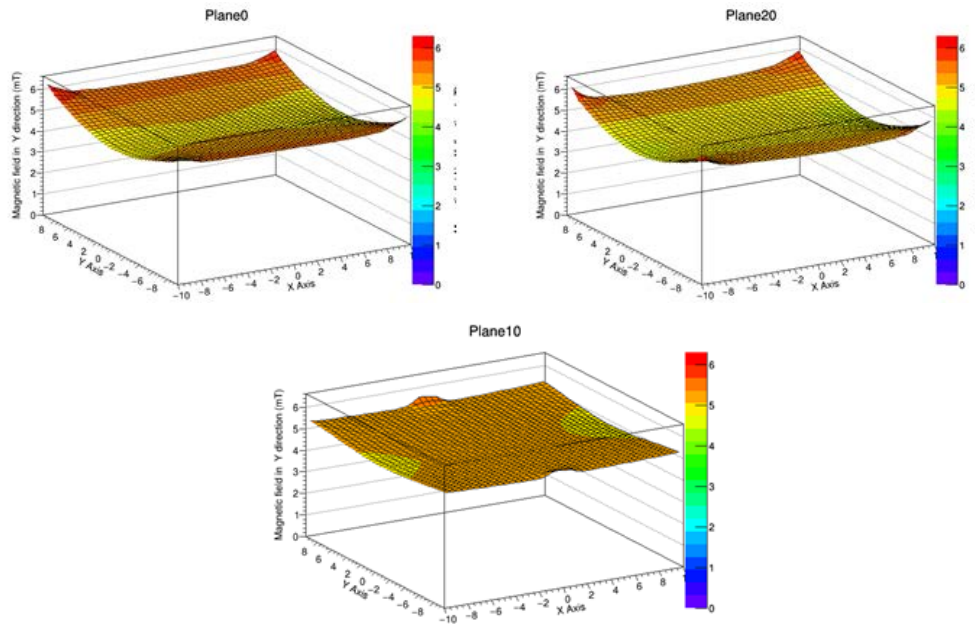


Figure 2 Graphs of each one of some mapped planes.

Table 2 Maximum and minimum values of each plane and its percent variation.

Plane	Max (mT)	Min (mT)	Variation
0	6.3	4.7	1.4
1	5.7	4.7	1.2
2	5.6	4.7	1.2
3	5.5	4.8	1.2
4	5.5	4.8	1.1
5	5.6	4.9	1.1
6	5.5	4.9	1.1
7	5.5	4.9	1.1
8	5.4	4.9	1.1
9	5.8	4.9	1.2
10	5.7	4.9	1.2
11	5.4	4.9	1.1
12	5.5	4.9	1.1
13	5.4	4.9	1.1
14	5.4	4.8	1.1
15	5.3	4.7	1.1
16	5.3	4.6	1.1
17	5.3	4.6	1.2
18	5.7	4.6	1.2
19	6.3	4.5	1.4
20	6.3	4.4	1.4
Maximum variation	6.3	4.4	1.4

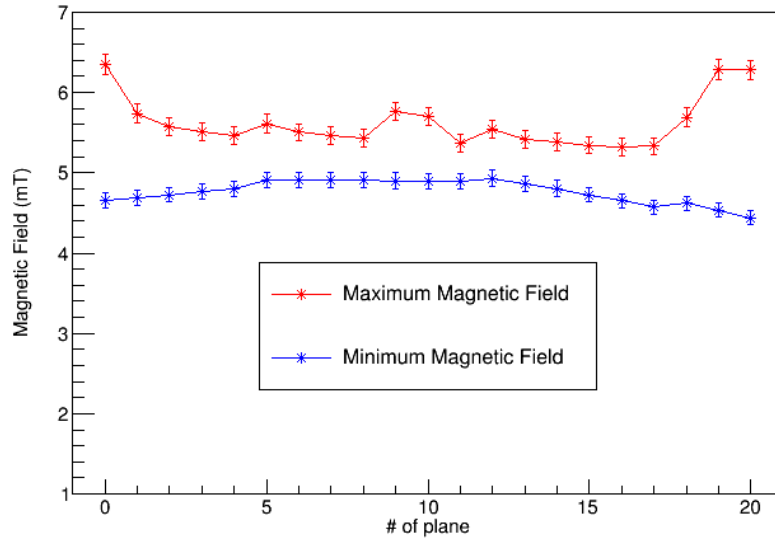


Figure 10 Maximum and minimum magnetic field values.

#### 4. Discussion

This cosmic ray detector will have the unique characteristic that uses a metal as a radiator material for Cherenkov radiation. Some very preliminary tests have been done and we know we measure something in the aluminum bars, but we still have to do more tests to demonstrate that it is Cherenkov radiation. No other country is developing this kind of detectors. One of the advantages about using metals is that you do not have to isolate them of external radiation, they are easily mounted and the maintenance is much easier than for liquids and gases.

#### 5. Conclusions

We have designed, constructed and characterized a device to create a uniform magnetic field. We have simulated the magnetic field as a function of electric current; we have predicted the magnetic field proportional to the applied electric current; we have measured the magnetic field as a function of the applied electric current.

The prediction and simulation results were adjusted to the results of the measurements by least square method and to the measurements to obtain the  $\mu_r$  of the utilized material of the coils' core resulting  $A_p = \mu_r = 1.38 \pm 0.05 * \mu_0$  (figure 7).

This is a technique to measure the magnetic permeability of the coils' core.

Incident cosmic particles with energy between  $E_{max}=106.311$  MeV and  $E_{min}=105.858$  MeV must be detected by this spectrometer. Loss of energy from particles passing through the detectors is not considered.

Magnetic field percent variation decreases as the sensor approaches to the axis of the coils and increases as they move away from it. Also it is observed that this variation increases faster in the upper planes than in the lower planes.

## 6. Bibliography and References

- [1] Mark Chen, Queen's University. Scintillation and Light Sensitive Detectors. [http://neutron.physics.ucsb.edu/docs/scintillation\\_presentation\\_info.pdf](http://neutron.physics.ucsb.edu/docs/scintillation_presentation_info.pdf), March 11, 2017.
- [2] Aseev, E.G. Devitsin, A.A. Komar, V.A. Kozlov, Yu.I. Hovsepyan, S.Yu. Potashov, K.A. Sokolovsky, T.V. Uvarova, Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment 317 pp. 143-147, 1992.
- [3] Butslov M. M., Medvedev M. N., I V Chuvilo and M V Sheshuno, Nuclear Instruments And Methods 20, pp. 263-266, 1963.
- [4] Makeblock, website, <http://learn.makeblock.com/xy-plotter-robot-kit/>. August 11, 2017.
- [5] PDG (Particle Data Group), <http://pdg.lbl.gov/2011/reviews/rpp2011-rev-cosmic-rays.pdf>, January 2017.
- [6] Poisson Superfis: [http://laacg.lanl.gov/laacg/services/download\\_sf.shtml](http://laacg.lanl.gov/laacg/services/download_sf.shtml), August 11, 2017.
- [7] Reitz J. R. y F. J. Milford, Foundations of Electromagnetic Theory (Massachusetts/Adison-Wesley) Capítulo 8, pp. 165-166, 1992.
- [8] Serway R. A. y R J Beichner, Física para ciencias e ingenierías. Tomo II (Mexico/McGraw-Hill) Chapter 29, pp. 922, 2001.
- [9] Steven J. Miller. The method of Least Squares 0. [https://web.williams.edu/Mathematics/sjmillier/public\\_html/BrownClasses/54/handouts/MethodLeastSquares.pdf](https://web.williams.edu/Mathematics/sjmillier/public_html/BrownClasses/54/handouts/MethodLeastSquares.pdf), August 11, 2017.
- [10] Vernier, <https://www.vernier.com/products/sensors/mg-bta/>, January 2017.



# **DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE SENSORES DE GAS QCM DE ALTA SENSIBILIDAD PARA UNA NARIZ ELECTRÓNICA**

***Juan Jesús Jiménez Arellano***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla  
*juanjesusjimenez@yahoo.com.mx*

***Severino Muñoz Aguirre***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla  
*smunoz@fcfm.buap.mx*

***Juan Castillo Mixcoatl***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla  
*smunoz@fcfm.buap.mx*

***Georgina Beltrán Pérez***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla  
*smunoz@fcfm.buap.mx*

***José Lorenzo Muñoz Mata***

Universidad Tecnológica de Puebla  
*jose.munoz@utpuebla.edu.mx*

## **Resumen**

Este trabajo presenta el incremento de sensibilidad de sensores de gas del tipo microbalanza de cristal de cuarzo (QCM) para una nariz electrónica. Se muestra el diseño e implementación del sensor a través de una variante del circuito oscilador de Colpitts para QCM, primero en su modalidad fundamental y luego en la de tercer sobretono, acondicionando la señal de salida en forma digital. El sensor es colocado dentro de una cámara de medición, donde la temperatura y la humedad internas son continuamente monitoreadas. Después de la estabilización de su

línea-base, se hace una serie de aplicación de muestras del componente orgánico volátil a detectar y las variaciones de frecuencia son medidas por un frecuencímetro de alta resolución, cuyos datos son registrados y almacenados a través de una aplicación en LabVIEW. Finalmente se muestran y analizan los resultados obtenidos realizando un comparativo con sensores del mismo tipo, pero de baja frecuencia.

**Palabras Claves:** Nariz electrónica, QCM en sobretono, sensor de gas.

## **Abstract**

*This work presents the increment of sensitivity to gas sensors of the type Quartz Crystal Microbalance (QCM) for an electronic nose. The design and implementation of the sensor is shown through a variant of the Colpitts oscillator circuit for QCM, first for fundamental mode and then for third overtone, conditioning the output signal in digital form. The sensor is placed inside of a measuring chamber where both internal temperature and humidity are continuously monitored. After the stabilization of its baseline, a series of application of samples of the volatile organic component to be detected is performed and the frequency variations are measured by a high-resolution frequency meter, whose data are recorded and stored through an application in LabVIEW. Finally, the results obtained are shown and analyzed performing a comparison with sensors of the same type, but of low frequency.*

**Keywords:** *Electronic nose, gas sensor, QCM in overtone.*

## **1. Introducción**

Una nariz electrónica es un dispositivo diseñado de manera selectiva para la detección y análisis de componentes orgánicos volátiles cuyo desempeño depende en gran parte del tipo de sensor a utilizar. Entre los sensores más empleados destacan los del tipo QCM debido a su afinidad como sensor microgravimétrico, disponibilidad y bajo costo [Gardner, 1999]. Para este tipo de sensores, el depósito de una película sensible a cierto componente orgánico volátil sobre la superficie de sus electrodos le permite al dispositivo retener una cierta

cantidad de moléculas odorantes, hecho que se manifiesta en cambios en la frecuencia resonante del sensor [Muñoz, 2005]. La ecuación de Sauerbrey (ecuación 1) muestra que la cantidad de masa que pueden retener estos sensores es proporcional al cuadrado de su frecuencia de oscilación [Arnau, 2004].

$$\Delta f = k \frac{\Delta m f_0^2}{A} \quad (1)$$

Donde  $\Delta f$  (Hz) es el cambio en la frecuencia,  $k$  ( $\text{cm}^2/[\text{g Hz}]$ ) es una constante de proporcionalidad,  $\Delta m$  (g) es la masa retenida o agregada,  $f_0$  (Hz) es la frecuencia resonante del QCM y  $A$  ( $\text{cm}^2$ ) es el área efectiva cubierta por la película sensible sobre el electrodo.

La ecuación 1 expresa que una mayor cantidad de moléculas odorantes retenidas por la película sensible del sensor se ve reflejado en un mayor incremento en los cambios de frecuencia del QCM y por ende un aumento en la sensibilidad del dispositivo. Lo que de inmediato supone depositar películas sensibles con mayor capacidad de retención, hecho que muchas veces no es posible debido a un exceso en la masa sobre el electrodo del QCM imposibilitando así su capacidad de oscilar [Nakamoto, 1996]. Por otro lado, manteniendo la misma cantidad de muestra del componente orgánico volátil en contacto con el sensor y un aumento en la frecuencia oscilante del QCM, implica una mayor respuesta en las variaciones de frecuencia y en consecuencia un aumento significativo en la sensibilidad de la nariz electrónica [Muñoz, 2014], [Nakamoto, 2002], [Stehrer, 2010].

Ante el contexto descrito en los párrafos anteriores, se justifica el propósito del presente trabajo en diseñar e implementar un sensor de gas del tipo QCM para altas frecuencias con la finalidad de ver un incremento significativo en la respuesta del dispositivo ante la presencia de pequeñas muestras de componentes orgánicos volátiles como etanol.

El trabajo de investigación consistió en una revisión acerca de los resonadores de cristal de cuarzo disponible en el mercado por arriba de los 20 MHz, encontrándose para frecuencias desde 30 hasta 200 MHz en modalidad de 3er,

5to y 7mo sobretono. Haciendo referencia a los resultados obtenidos en [Jiménez, 2015], se muestran los criterios de diseño del circuito oscilador para su operación primeramente en 30 MHz tercer sobretono y mediante una simulación en PSpice bajo condiciones ideales, se muestra la funcionalidad de este. Debido a las altas frecuencias que se manejan, fue necesario el diseño de un circuito impreso para optimizar las conexiones entre los componentes y reducir los efectos del ruido. Se implementó físicamente el circuito oscilador realizando los ajustes necesarios para sintonizar los filtros a la frecuencia deseada del cristal bajo operación.

Se describe el procedimiento para la implementación de los QCM, es decir, el proceso para el depósito de la película sensible, la variación en el valor de la frecuencia oscilante antes y después del depósito y el cálculo del espesor de dicha película. Se realizaron las mediciones de respuesta a etanol de los sensores con películas sensibles de diferentes espesores utilizando un frecuencímetro de alta resolución de 1 Hz [Muñoz, 2012]. Los datos obtenidos fueron registrados y almacenados en una computadora para el posterior análisis. Finalmente se realizó una comparación de las respuestas obtenidas con las de sensores del mismo tipo, pero de una frecuencia más baja.

## 2. Métodos

Para el desarrollo del presente trabajo, se muestran en la figura 1 los elementos esenciales que conforman el sistema de medición de respuesta para sensores de gas del tipo QCM.

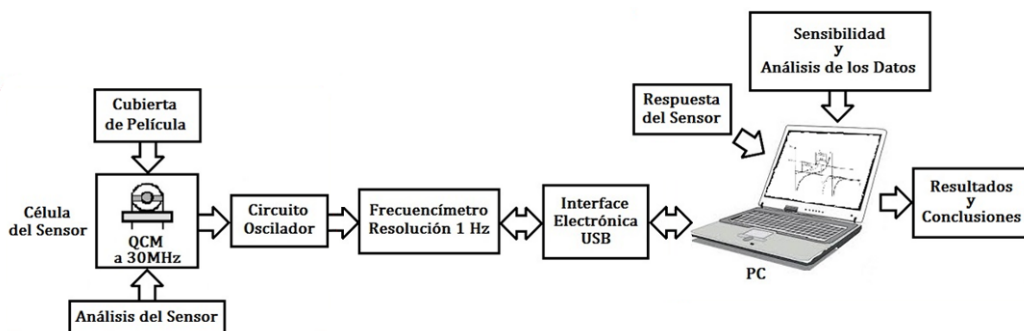


Figura 1 Sistema implementado para medición de respuesta de los QCM.

*Diseño del oscilador.* Dado que los fabricantes de los cristales de cuarzo ofrecen estos dispositivos en dos modalidades: fundamental para frecuencias por debajo de los 30 MHz y sobretono para frecuencias por arriba de los 30 MHz hasta los 200 MHz. Los cristales fabricados en modalidad de sobretono sí es posible hacerlos oscilar en modo fundamental, pero a la inversa no es posible. El circuito oscilador propuesto para este trabajo es una variante del circuito oscilador de Colpitts para QCM en modo fundamental como se muestra en la figura 2, cuyo análisis fue considerado en [Jiménez, 2015]. Después de proponer el punto de operación Q de  $I_{CQ} = 5mA$  y  $V_{CQ} = 2.5V$  con una fuente de alimentación para el circuito de  $V_{CC} = 5V$ , se obtuvieron los valores de las resistencias de polarización para tal punto. Para poder sintonizar este oscilador, el análisis del trabajo anterior dio como resultado que  $C_1 = 3.18pF$  y  $C_2 = 1.59pF$ . Estos valores son teóricos y para evitar ambigüedades se utilizaron dos capacitores variables de 100 pF de tal manera que se fueron ajustando hasta obtener la frecuencia fundamental de 10 MHz y una forma de onda lo más cercana a una senoidal.

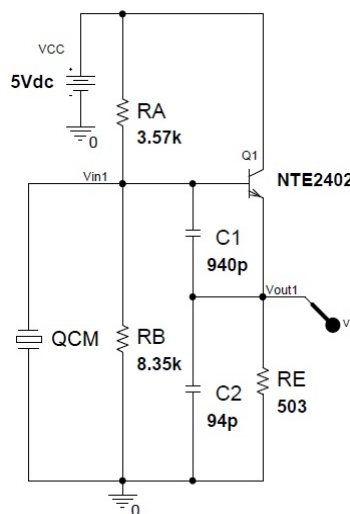


Figura 2 Variación del circuito oscilador de Colpitts para QCM en modo fundamental.

Una vez realizado el análisis para el oscilador en la modalidad de fundamental, se procedió a extender los resultados teóricos a la modalidad de sobretono. Para tal propósito se reconfiguró el circuito de la figura 2 como se muestra en la figura 3. El

punto de operación Q para este circuito se propuso de  $I_{CQ} = 10mA$  y  $V_{CQ} = 2.5V$  con una fuente de alimentación para el circuito de  $V_{CC} = 5V$ . Nuevamente, empleando los resultados del análisis hecho en [Jiménez, 2015], se obtuvieron los valores de las resistencias de polarización para tal punto. El circuito de la figura 3 presenta un circuito LC adyacente a la salida del mismo, cuya función es la de un filtro pasa altas para bloquear la frecuencia de oscilación fundamental del cristal y dejar pasar el sobretono. El análisis matemático del filtro muestra como estimar los valores de sus componentes mediante la ecuación 2.

$$f_{bloq} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{trp}C_{trp}}} \quad (2)$$

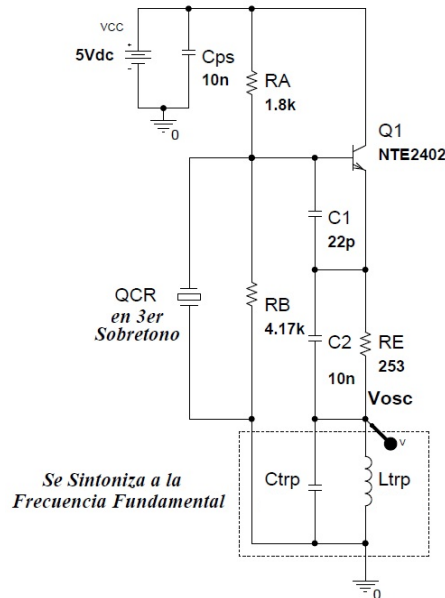


Figura 3 Variante del circuito oscilador de Colpitts para QCM en modo de sobretono.

Si  $f_{bloq} = 10MHz$  y  $L_{trp} = 5.56\mu H$  es una bobina de valor real, empleando la ecuación 2 resulta que  $C_{trp} = 45.56pF$  por lo que en el arreglo experimental se empleó un capacitor variable de 100 pF.

*Simulación del oscilador en PSpice.* Finalizada la etapa de diseño se realizó una simulación en PSpice del oscilador en modalidad de sobretono debido al interés de manejar las frecuencias altas del cristal. La figura 4 y figura 5 muestran el

diagrama eléctrico del circuito a simular y el resultado de dicha simulación respectivamente. El cristal fue sustituido por su equivalente eléctrico [Arnau, 2004], es decir, por un arreglo en paralelo de circuitos  $RLC$  cuyos valores son estimados por algunos fabricantes. De hecho, dichos valores en la simulación se eligieron muy cercanos a los reportados para otras frecuencias en tercer sobretono cercanas a 30 MHz.

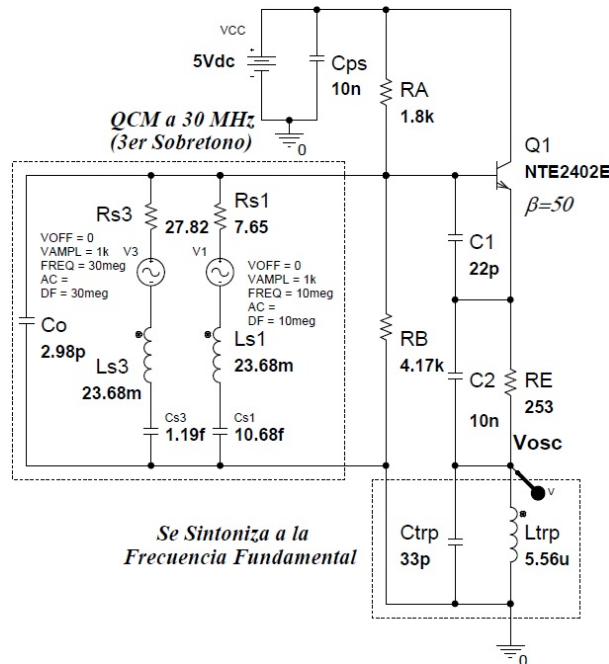


Figura 4 Circuito de simulación en PSpice del oscilador en modalidad de sobretono.

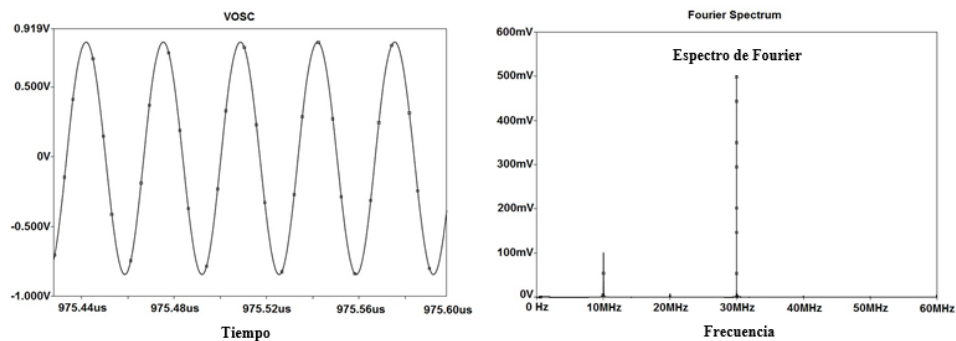


Figura 5 Respuesta de la simulación en PSpice del oscilador y su espectro de Fourier.

En la figura 5 se puede observar el comportamiento del oscilador en la simulación donde la gráfica de la izquierda muestra la señal en el dominio del tiempo cuyo

periodo es aproximadamente de 33 ns y, en la gráfica de la derecha se muestra el espectro de Fourier en el dominio de la frecuencia donde la contribución del tercer sobretono es mucho mayor que la del fundamental.

*Implementación del sensor QCM.* Para este proceso, se utilizó el método de casting para el depósito de película sensible sobre el electrodo del cristal para ambas caras como lo muestra la figura 6. Para este trabajo se empleó una solución de etil-celulosa disuelta en cloroformo en una proporción de 2 mg/ml.

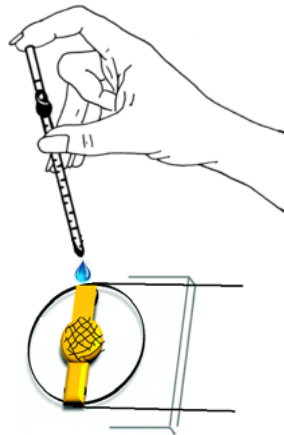


Figura 6 Método de casting para el depósito de película sobre el electrodo del cristal.

Posterior al proceso del depósito de la película sensible, siguió la etapa de la estimación del espesor de dicha película. El proceso es muy simple, primero se quitó el blindaje protector que trae de fabricación el cristal por medio de un corte en la base, después se conectó el dispositivo al oscilador y se midió su frecuencia a través de un frecuencímetro comercial. Luego se hizo el depósito de la película sensible como se describió en el párrafo anterior y se esperó un tiempo razonable para que se adhiriera de una forma más adecuada la película a los electrodos del cristal. Después se midió nuevamente la frecuencia de oscilación del sensor y el resultado que se espera es una frecuencia menor a cuando no tenía película. La diferencia entre estos valores de frecuencia  $\Delta f$  es proporcional al espesor de dicha película como lo indica la ecuación 3.

$$l_{ps} = \frac{\Delta f}{k' \rho_{ec} f_o^2} \quad (3)$$



Donde  $\Delta f$  es el cambio en la frecuencia,  $k' = 2/\sqrt{\rho_q \mu_q}$  es una constante que depende de las propiedades intrínsecas del cuarzo,  $\rho_{ec}$  es la densidad de masa volumétrica de la etil celulosa y  $f_o$  es la frecuencia de oscilación del QCM.

### 3. Resultados

En la gráfica de la izquierda en la figura 7 se muestra la señal de salida del circuito oscilador cuyos datos fueron leídos desde un osciloscopio Tektronix TDS 3034B donde se puede observar la frecuencia resonante del tercer sobretono aproximadamente a 29.94 MHz. La gráfica de la derecha corresponde al espectro de Fourier calculado en un programa de computadora a partir de los datos obtenidos en el dominio del tiempo donde se pueden observar las contribuciones de las componentes fundamental y de sobretono en múltiplos enteros del fundamental.

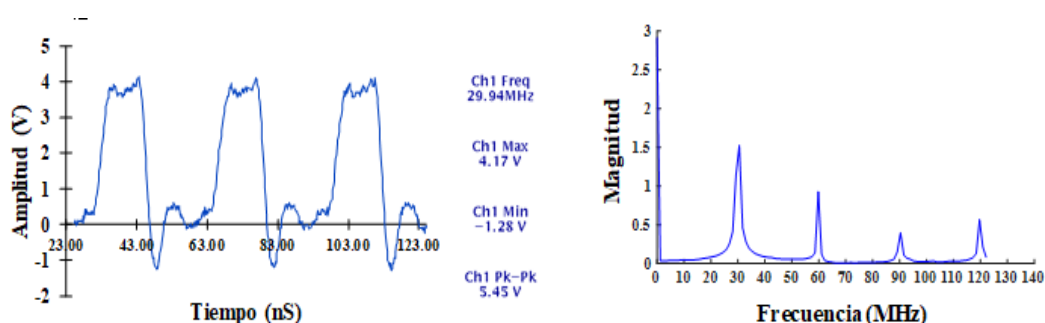


Figura 7 Señal de salida tercer sobretono obtenida y correspondiente espectro de Fourier.

Una vez comprobado el buen funcionamiento del oscilador, se procedió al depósito de la película sensible sobre los electrodos del cristal para 3 sensores mediante la técnica expuesta en la sección anterior. A través de la ecuación 3 se estimó el espesor de dichas películas como se muestra en la tabla 1.

Tabla 1 Estimación del espesor de la película sensible para 3 QCM.

No.	Frecuencia Sin Película Sensible $f_o$ (MHz)	Frecuencia Con Película Sensible (MHz)	$\Delta f$ (KHz)	$l_{sf}$ ( $\mu m$ )
1	29.99460	29.81518	179.42	77.30
2	29.99503	29.83746	157.57	67.88
3	29.99432	29.62606	368.26	158.66

Finalmente se utilizó el arreglo experimental de la figura 8 para medir la respuesta del QCM expuesto a etanol. El QCM se colocó dentro de una cámara de medición inmersa en un baño térmico a una temperatura de aproximadamente 25 °C. Las temperaturas y humedades externas e internas a la cámara fueron continuamente monitoreadas, con el propósito de observar que se mantuvieran relativamente constantes durante el proceso de medición. La señal de salida del oscilador se conecta a un canal de un frecuencímetro de 8 canales de alta resolución cuyas lecturas son registradas y almacenadas en una interfaz de usuario gráfica.

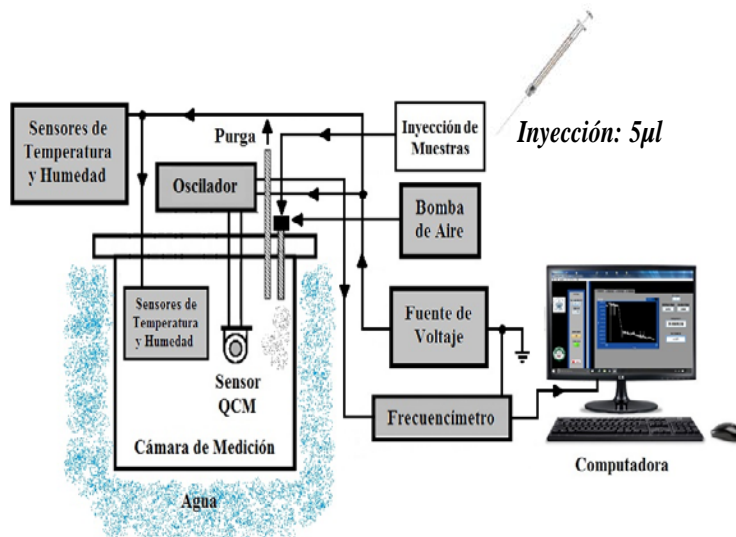


Figura 8 Arreglo experimental para la medición de la respuesta del sensor.

El procedimiento de medición consistió en que una vez inicializada la prueba, esperar el tiempo necesario hasta que lectura de la frecuencia del QCM dentro de la cámara fuera estable, a este comportamiento se le conoce como línea base. Posteriormente se inyectó el componente orgánico volátil, que para este experimento se aplicaron tres muestras de etanol con una concentración de aproximadamente 1625 ppm cada una. Estas pruebas se realizaron con los tres QCM de la tabla 1 que poseen espesores diferentes.

La figura 9 muestra la respuesta  $\Delta f$  del primer QCM cuyo espesor de película sensible fue aproximadamente de 77.30  $\mu\text{m}$ . Las flechas indican el momento donde se aplicaron las muestras de etanol una vez que la respuesta del QCM

alcanzó una nueva línea base. Se observan  $\Delta f$  de aproximadamente 700 Hz por muestra de etanol, lográndose un máximo de respuesta aproximado de 2100 Hz.

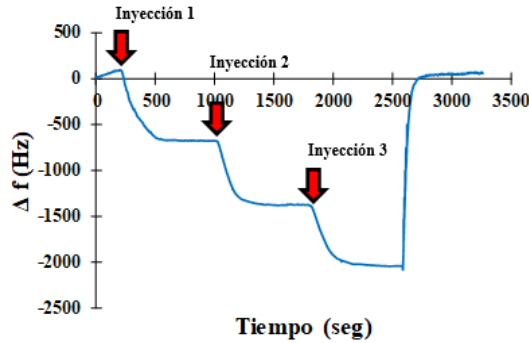


Figura 9 Respuesta obtenida del sensor QCM con un espesor de 77.30  $\mu\text{m}$ .

La figura 10 muestra la respuesta  $\Delta f$  del segundo QCM cuyo espesor de película sensible fue aproximadamente de 67.88  $\mu\text{m}$ . Las flechas indican el momento donde se aplicaron las muestras de etanol una vez que la respuesta del QCM alcanzó una nueva línea base. Se observan  $\Delta f$  de aproximadamente 500 Hz por muestra de etanol, lográndose un máximo de respuesta aproximado de 1500 Hz.

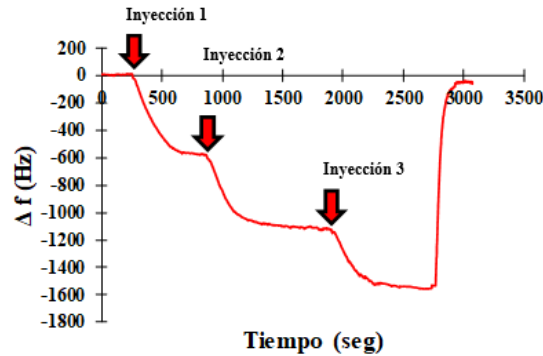


Figura 10 Respuesta obtenida del sensor QCM con un espesor de 67.88  $\mu\text{m}$ .

La figura 11 muestra la respuesta  $\Delta f$  del tercer QCM cuyo espesor de película fue aproximadamente de 158.66  $\mu\text{m}$ . Las flechas indican la aplicación de las muestras de etanol en cada línea base. Se observan  $\Delta f$  de aproximadamente 2100 Hz por muestra de etanol, lográndose un máximo de respuesta aproximado de 6200 Hz.

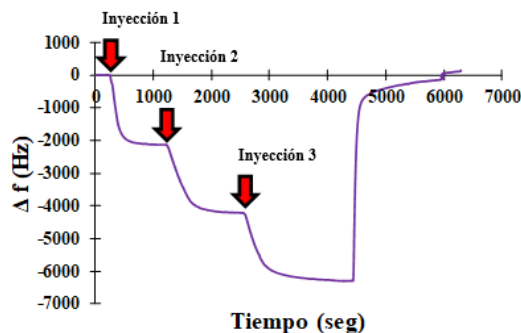


Figura 11 Respuesta obtenida del sensor QCM con un espesor de 158.66 µm.

#### 4. Discusión

Después de realizadas las mediciones correspondientes se procedió a analizar la respuesta en función de la concentración. Se observa un comportamiento lineal para cada una de las respuestas obtenidas como se muestra en la figura 12.

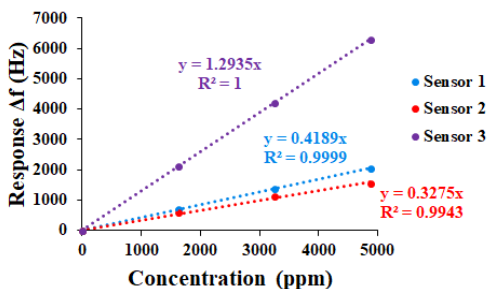


Figura 12 Respuesta en función de la concentración para los sensores analizados.

Como se puede observar, para el sensor 1 se obtuvo un coeficiente de correlación  $R^2=0.9999$ , el sensor 2 un coeficiente  $R^2=0.9943$  y para el sensor 3 un coeficiente  $R^2=1$  lo que indica un comportamiento típico para este tipo de sensores. Se puede decir que los resultados obtenidos fueron satisfactorios. Además, se puede asumir que entre mayor sea la pendiente de la recta, mayor es el espesor de la película en el sensor y mayor es su sensibilidad como se define en la ecuación 4.

$$S_{QCM} \equiv \frac{\Delta f}{\Delta c} \quad (4)$$

Donde  $\Delta c$  (ppm) es el cambio en la concentración del componente a detectar, en este caso etanol. Para finalizar se realizó un comparativo con una respuesta de un

sensor del mismo tipo, pero fabricado con un cristal a una frecuencia de 12 MHz en modo fundamental al cual se le sometió a la misma concentración de la muestra de etanol, la figura 13 ilustra este comparativo. Nótese que debido a la baja sensibilidad del QCM a 12 MHz, el decremento en la respuesta del sensor fue menor por lo que se pueden observar fluctuaciones en la misma. Sin embargo, para el QCM de 30 MHz no se observaron las fluctuaciones debido a su alta sensibilidad. Lo que permitirá registrar concentraciones más pequeñas con este tipo de sensor. Lo anterior se puede justificar viendo a través del registro de los datos de ambos sensores en su primera línea base; lo que muestra que existe una fluctuación  $\Delta f_{12M} = 2$  (Hz) y  $\Delta f_{30M} = 5$  (Hz). A través de la ecuación 4 se calcula el límite de detección (LOD)  $\Delta c$  (ppm) para ambos casos obteniéndose:  $\Delta c_{12M} \approx 295$  (ppm) y  $\Delta c_{30M} \approx 15$  (ppm), que indica claramente que el QCM de 30 MHz es mucho más sensible que el de 12 MHz pudiendo detectar concentraciones de etanol del orden de 15 ppm.

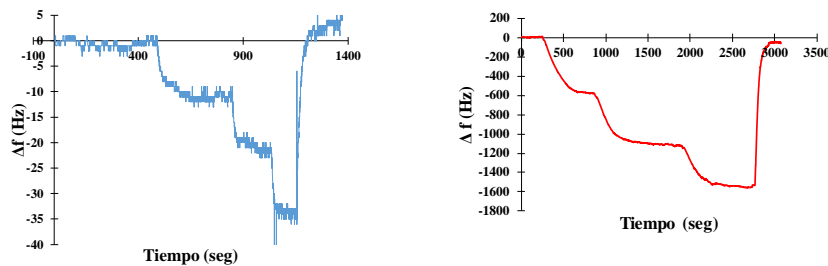


Figura 13 Comparativo entre QCM de baja y alta frecuencia.

## 5. Conclusiones

- Se ha diseñado e implementado un circuito oscilador de Colpitts para QCM de altas frecuencias en modo de sobretono.
- Se construyeron sensores QCM aplicando películas sensibles de etil celulosa con diferentes espesores.
- Se realizaron las mediciones correspondientes obteniéndose una alta sensibilidad del sensor.
- Se observó en el comparativo que el aumento de la sensibilidad permite medir concentraciones más pequeñas.

- Como trabajo a futuro se plantea construir osciladores y sensores a 40 y 50 MHz para observar su comportamiento a menores concentraciones aplicando películas sensibles más delgadas.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Arnau, A. Piezoelectric Transducers and Applications. Springer-Verlag. Berlin. 1-100, 2004.
- [2] Gardner, J. W., Bartlett, P. N. Electronic Noses: Principles and Applications. Oxford University Press 1-5. Oxford USA, 1999.
- [3] Jiménez-Arellano, J. J., Muñoz-Aguirre, S., Beltrán-Pérez, G., Castillo-Mixcóatl, J., Muñoz-Mata, J. L. Análisis para El Diseño de Circuitos Osciladores de Colpitts con Sensores de Gas QCM. *Pistas Educativas* No.112, 1120-1133. Senie 2015 XI, Noviembre 2015.
- [4] Muñoz-Aguirre, S., López-Casique, A., Alcántara-Iniesta, S., Castillo-Mixcóatl, J., Beltrán-Pérez, G. and Muñoz-Aguirre, N. High-Resolution Gas/Odor Sensors Using High-Frequency Quartz Crystal Microbalance. *Sensors and Materials*, Vol. 26, No. 3, pp. 131–136, 2014.
- [5] Muñoz-Aguirre, S., Nakamoto, T., Moriizumi, T. Study of deposition of gas sensing films on quartz crystal microbalance using an ultrasonic atomizer. *Sensors and Actuators B*. 105, pp. 144-149, 2005.
- [6] Muñoz-Mata, J. L., Muñoz-Aguirre, S., etal. Development and Implementation of a System to Measure The Response of Quartz Crystal Resonator Based Gas Sensor Using a Field Programmable Gate Array. *Measurement Science and Technology* Vol. 35 No. 5 United Kingdom, 2012.
- [7] Stehrer, B. P., Schwödiauer, B. S., Graz, I.M., Pollheimer, P.D., Gruber, H.J. High Frequency QCM Based Sensor System for Sensitive Detection of Dissolved Analytes. *Procedia Engineering* 5, pp. 835-837, 2010.
- [8] Nakamoto, T., Nakamura, K., etal. Study of Oscillator-Circuit Behavior for QCM Gas Sensor. *IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 351-354, 1996.
- [9] Nakamoto, T., Suzuki, Y., Moriizumi, T. Study of VHF-band QCM Gas Sensor. *Sensors and Actuators B* 84, pp.98-105, 2002.

# SIMULACIÓN DE ESTRATEGIAS DE BÚSQUEDA EN ANIMALES CON POSIBLES APLICACIONES EN COMPUTACIÓN Y ROBÓTICA

**Joel Ricardo Jiménez Cruz**

Universidad Autónoma Metropolitana-Iztapalapa

*jcjr@xanum.uam.mx*

## Resumen

En este trabajo se describen y se simulan por medio del lenguaje de programación Netlogo, estrategias de búsqueda que emplean los animales para el forrajeo (recolección de recursos) en su hábitat natural. Se realizaron dos simulaciones, en la primera se simulan las estrategias de movimiento kinésicas (ortokinesis, klinokinesis y klinokinesis adaptativa) y en la segunda, las estrategias Wiggle y Saltatory. El movimiento de los organismos puede determinar una cierta distribución espacial y temporal de las poblaciones en función de la adaptación a su medio ambiente. Estas estrategias de navegación y búsqueda pueden servir de inspiración para implementar algoritmos de forrajeo en agentes computacionales y robots. Por ejemplo, unos nanorobots podrían reparar y mejorar algunas partes del cuerpo humano. Aunque la aplicación para cada una de las estrategias depende del contexto, se observó en los experimentos realizados que klinokinesis adaptativa y Saltatory son estrategias de búsqueda óptimas.

**Palabras Claves:** Búsqueda, forrajeo, kinesis, navegación, Netlogo.

## Abstract

*In this work, the search strategies used by animals in foraging (resource collection) in their natural habitat are described and simulated using the Netlogo programming language. Two simulations were performed, in the first one, the kinetic movement strategies (orthokinesis, klinokinesis and adaptive klinokinesis) were simulated and in the second, the Wiggle and Saltatory strategies. The movement of organisms can determine a certain spatial and temporal distribution*

*of populations depending on the adaptation to their environment. These navigation and search strategies can be used as an inspiration to implement foraging algorithms in computational agents and robots. For example, nanorobots could repair and improve some parts of the human body. Although the application for each of the strategies depends on the context, it was observed in the experiments carried out that adaptive klinokinesis and Saltatory are optimal search strategies.*

**Keywords:** *Foraging, kinesis, navigation, netlogo, search.*

## **1. Introducción**

El movimiento es un proceso biológico importante, presente en todos los organismos y con consecuencias para los individuos, las poblaciones, las especies y las comunidades biológicas. A través del movimiento, los organismos pueden localizar alimento, compañeros, refugio, un lugar donde vivir, etc., o pueden evitar depredadores o condiciones peligrosas. Tales factores afectan la vida de todo tipo de organismos que van desde bacterias, virus y otros organismos "simples" a organismos multicelulares más complejos y a una amplia variedad de grupos de animales [Pyke, 2015].

Generalmente los nutrientes se encuentran esparcidos temporal y espacialmente en el medio ambiente y los organismos deben implementar estrategias de búsqueda que les permitan obtener, por ejemplo, los recursos alimenticios en forma eficiente. A su vez, el movimiento de los organismos determinar la distribución espacio-temporal las poblaciones y especies, y por lo tanto, en última instancia, los patrones espaciales exhibidos por las comunidades biológicas.

El estudio y simulación de las bioestrategias de navegación y búsqueda son útiles para conocer y entender el comportamiento de los animales y con la posibilidad de aplicarlas en el desarrollo de algoritmos inteligentes en artefactos computacionales o robóticos.

Para la navegación y búsqueda de agentes o robots hay algoritmos clásicos de la Inteligencia Artificial como el algoritmo A\* [Fernández, 2005] y otros basados en la Cibernética que están inspirados en la biología. En este trabajo se reportan bioestrategias de navegación y búsqueda simples basadas en la kinesis. En



particular se describen y simulan las estrategias de orthokinesis (orientación basada en la velocidad), klinokinesis (orientación basada en el ángulo de giro) y klinokinesis adaptativa (giro en función de la concentración), Saltatory (movimiento intermitente) y Wiggle (movimiento oscilatorio). La simulación de estos mecanismos se lleva a cabo en Netlogo. Netlogo es un lenguaje de programación multiagente que permite la exploración de fenómenos emergentes de una gran variedad de campos del conocimiento [Poza, 2009].

Uno de los problemas fundamentales de supervivencia de los organismos es el hallazgo, captura, consumo y utilización de fuentes de energía. Estas fuentes tienen un determinado valor nutritivo y se distribuyen en forma espacial y temporal y son limitadas en cantidad, representando un costo energético. Debido a que un posible consumidor tiene un tiempo y energía limitados, éste tiene que tomar decisiones de diversos tipos que pueden afectar su supervivencia. Existen algunas estrategias generales que han sido adoptadas por diversas especies, que permiten resolver eficientemente los problemas de forrajeo, siempre y cuando exista un balance entre el gasto de energía y la ganancia de ella [Gutiérrez, 1998].

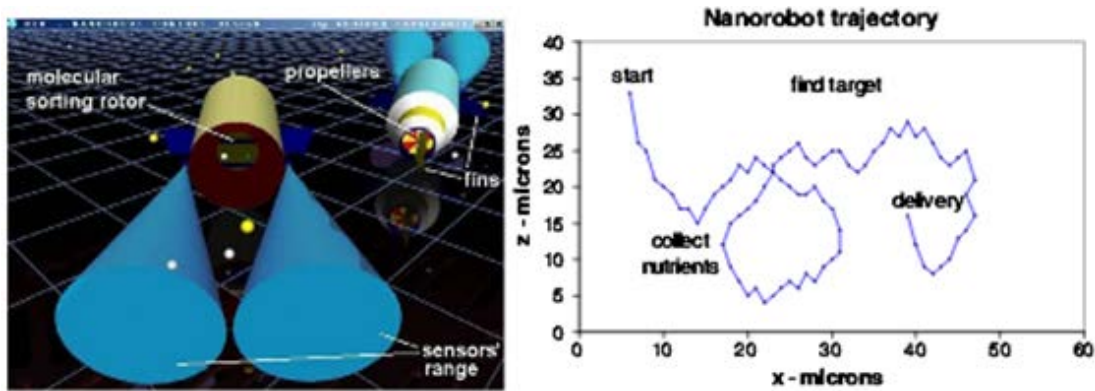
La comprensión de estas estrategias movimiento, búsqueda y desplazamiento que siguen los animales en su hábitat natural nos pueden permitir diseñar aplicaciones artificiales como en el movimiento y la búsqueda inteligente en agentes y robots.

Sus aplicaciones en agentes pueden encontrarse en la búsqueda de artefactos en Internet y en robótica pueden utilizarse para encontrar y recolectar objetos, por ejemplo, los nanorobots podrían reparar y mejorar el cuerpo humano [Jones, 2008]. En la figura 1 se muestran nanorobots virtuales equipados con rotores moleculares, aletas, propelas y sensores que siguen una trayectoria para la búsqueda de un objetivo [Calvalcanti et al, 2008].

En la figura 2 se muestra la imagen de un nanorobot futurista, diseñado por [Svidinenko 2015], el cual realiza el monitoreo, localización y posible cirugía celular en el interior de una arteria con flujo sanguíneo.

En la siguiente sección se describen las características de la navegación y estrategias kinésicas, Saltatory y Wiggle que realizan los animales en ambientes dinámicos.

En la tercera sección se estudia una simulación de estas estrategias. En las últimas secciones se realizan la discusión y las conclusiones del trabajo.



[Tomada de Calvacanti et al, 2008]

Figura 1 Nanorobots virtuales y trayectoria de un nanorobot que busca un objetivo.

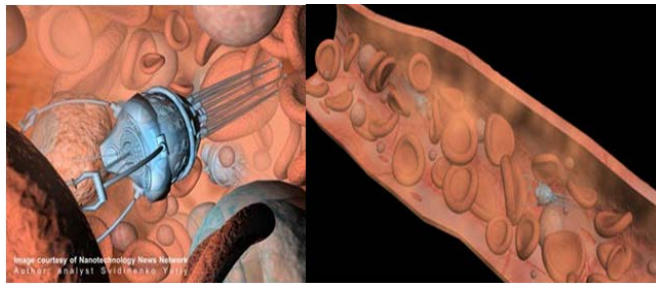


Figura 2 Nanorobots en el flujo sanguíneo para cirugía celular [Svidinenko, 2015].

## 2. Métodos

En esta sección se explica lo que se programó y simuló en Netlogo, basándose en los fundamentos de la navegación y búsqueda de los animales en medios ambientes dinámicos.

La navegación de los animales en entornos dinámicos tiene varios propósitos, entre ellos el de forrajeo (recolección de recursos) y la búsqueda de su nido, de una pareja o de un sitio específico. Se han identificado 3 estrategias o mecanismos de búsqueda individual y 3 patrones poblacionales generados por la distribución de la comida [Mueller, 2008].

Las estrategias individuales de movimiento se pueden clasificar en:

- Mecanismos sin orientación.

- Mecanismos con orientación.
- Mecanismos de memoria.

Los mecanismos sin orientación implican movimientos como la difusión y la kinesis que parecen movimientos aleatorios. Con estos mecanismos, los estímulos externos provocan una alteración en el ángulo de giro, la velocidad o la frecuencia del movimiento. Matemáticamente se pueden representar como paseos aleatorios correlacionados.

Los mecanismos con orientación se basan en la percepción de señales alejadas de la posición del animal y provocan un movimiento predecible que les permite a los animales acercarse a los recursos o a la ubicación de su destino. No se conocen bien los rangos de percepción y si estos operan a escalas temporales o espaciales en función de los cambios de disponibilidad de los recursos.

En los mecanismos basados en una memoria existe información acerca de la ubicación del objetivo. Esta información proviene de la experiencia, comunicación con sus congéneres o la genética. Estos mecanismos se basan en la integración de una ruta por medio de una brújula o por medio de mapas cognitivos que se obtienen a base de puntos de referencia conocidos. Las aves utilizan señales celestes, olfativas, coordenadas geomagnéticas y lugares de referencia que facilitan su navegación y regreso a su nido. Para los herbívoros, la investigación se ha centrado en el aprendizaje espacial de la localización de los recursos.

Para entender cómo se mueven los organismos, se requiere de un enfoque que compare estos tres mecanismos. Algunos modelos combinan la memoria con la información espacial y social y la evasión de depredadores.

La distribución dinámica de los recursos provoca que las estrategias de movimiento inmersas en la navegación individual de un grupo de individuos generen 3 distribuciones o patrones poblacionales:

- Sedentarismo. Se da con recursos que tienen poca variabilidad. El sedentarismo comprende estrategias en que los residentes se encuentran en un territorio establecido y cuando los recursos se encuentran disponibles durante mucho tiempo.

- Migraciones. Se produce con recursos de variabilidad estacional. La migración se define como un patrón de movimiento de distancias grandes y se observa en variaciones estacionales regulares. Son de naturaleza periódica y temporal dependiendo de su época de reproducción.
- Patrones nómadas. Los recursos aparecen con una distribución impredecible. El nomadismo se presenta como un patrón de movimiento que no se repite durante un periodo largo. Se produce cuando los recursos fluctúan de manera irregular o impredecible en grandes áreas geográficas.

La estructura del territorio es un factor importante para determinar la eficiencia de los mecanismos de movimiento y los patrones de distribución de la población. La disponibilidad de recursos puede deberse a su configuración espacial, variabilidad temporal y previsibilidad.

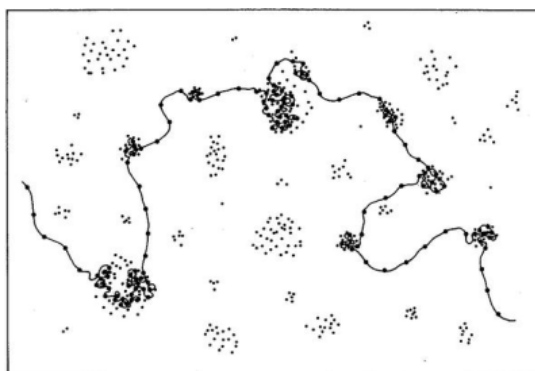
La distribución de los recursos afecta la eficacia de los mecanismos de movimiento y búsqueda. En los territorios con poca variabilidad, la memoria es importante. Una experiencia previa es una fuente importante de información para movimientos futuros.

De estos mecanismos de navegación y búsqueda, en este trabajo, nos enfocamos en simular inicialmente los mecanismos sin orientación que involucran movimientos simples como la difusión (concentración) y la kinesis (gradientes) y que dan como resultado una decisión de movimiento. En particular estudiamos y simulamos las siguientes estrategias simples de movimiento: orthokinesis, klinokinesis y klinokinesis adaptativa. También se simularon las estrategias saltarory (intermitente) y Wiggle (oscilatoria).

La ortokinesis, klinokinesis y klinokinesis adaptativa son modelos probabilísticos que corresponden a reacciones motoras elementales respecto a la posición de los estímulos y que regulan el cambio de movimiento del animal en base de su velocidad en el caso de la ortokinesis y de la dirección en el caso de la klinokinesis. Si no existe una adaptación (mecanismo absoluto) la regulación es una función del valor real de la intensidad del estímulo y cuando el animal se adapta (mecanismo diferencial), la regulación es una función de las variaciones en

la intensidad del estímulo que son percibidas durante el movimiento, como en el caso de la klinokinesis adaptativa [Benhamou, 1989].

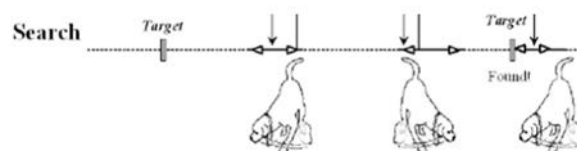
En la figura 3 se muestran los movimientos de forrajeo de un animal en un entorno de parcelas. Los puntos pequeños representan la posición de las presas y los puntos más grandes la posición del animal. Se observa que los mecanismos ortokinésicos y klinokinésicos producen una conducta de búsqueda en un área determinada que les permite a los animales permanecer por más tiempo en las regiones de un alto contenido de presas. Entre las simulaciones que se muestran en la sección de resultados, se reproducen los mecanismos que se observan en esta figura.



[Tomada de Benhamou, 1989]

Figura 3 Movimientos de forrajeo ortokinésicos y klinokinésicos de un animal en un entorno de parcelas.

Por otro lado, en este trabajo también se programaron en Netlogo las estrategias de búsqueda Saltatory y Wiggle que son mecanismos de movimiento que han sido observados en diferentes organismos para encontrar recursos. En la estrategia de movimiento Wiggle, el animal realiza rutinas de giros oscilatorios y redundantes sobre pequeñas áreas de búsqueda y durante un periodo suficiente de tiempo que le permite escanear el medio de manera sensitiva. En la estrategia de movimiento Saltatory se extiende el movimiento Wiggle integrando un movimiento de desplazamiento después de una rutina de oscilación (Wiggle) y repitiendo la serie, figura 4. En la estrategia Saltatory, los animales buscan de una manera intermitente: avanzan, hacen una breve pausa y avanzan otra vez [Anderson et al, 1997].



[Tomada de Anderson et al, 1997]

Figura 4 Movimiento Saltatory.

### 3. Resultados

En esta sección se presentan los resultados de las dos simulaciones que se realizaron. Por una parte se simularon las estrategias de movimiento kinésicas y por otro, las estrategias Wiggle y Saltatory. En ambas se pretende encontrar cuál es la mejor estrategia de movimiento de acuerdo a la distribución de los recursos en el medio ambiente.

#### Simulaciones de las Estrategias Kinésicas

Se realizaron 4 simulaciones que comparan las estrategias de deambular azarosamente (wander), klinokinesis, ortokinesis y klinokinesis adaptativa [Nelson, 2017]. En el programa implementado en Netlogo se van escogiendo 4 escenarios de distribución de recursos: aleatorio (random), en un agrupamiento (cluster), en franja como en un fluido (stream) o en varios agrupamientos (clusters). Este último nos permitirá simular la figura 3 del artículo de Benhamou y Bovet [1989].

En cada una de las simulaciones el programa se corre 5 veces con un tiempo de 5000 ticks para cada uno de los escenarios (aleatorio, cluster, fluido y clusters) y se anota en cada uno de ellos el número de porciones de comidas (pellets) que el agente consumió.

#### Simulación 1. El agente Deambula (wander) en Diferentes Escenarios

En la figura 5 se muestra la corrida en los 4 escenarios cuando el agente deambula en su medio ambiente. En el escenario aleatorio (random) los recursos se distribuyen en forma estocástica mientras que en el agrupado se da una concentración aleatoria circular en la parte central del territorio. En el escenario como una franja los recursos están esparcidos en forma de un río. Cuando hay

varias conglomeraciones o parcelas de recursos, los agentes ajustan sus estrategias de búsqueda.

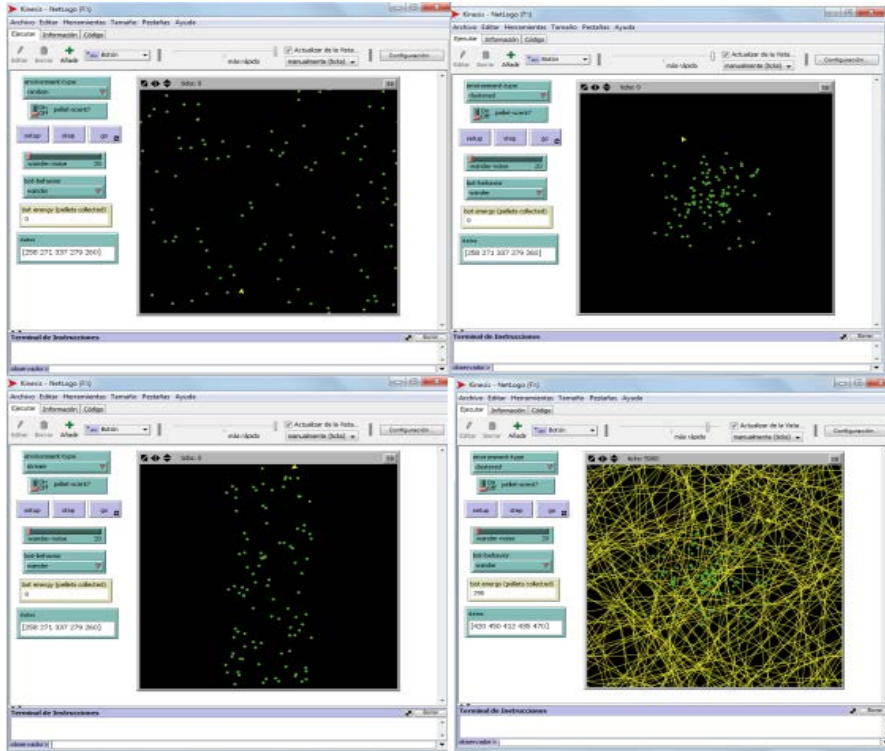


Figura 5 Comportamiento del agente que deambula en los cuatro escenarios.

En la tabla 1 se muestran cantidades de pellets consumidos utilizando la estrategia de movimiento azaroso en cada uno de los escenarios y su promedio y desviación estándar.

Tabla 1 Pellets consumidos en cada uno de los medios ambientes, cuando el agente utiliza el movimiento de deambular.

Escenario	Número de pellets	Promedio, $\pm$ des.est
Aleatorio (random)	[356 348 320 326 356]	341 $\pm$ 8
Agrupado (cluster)	[296 291 223 276 307]	279 $\pm$ 15
Fluido (stream)	[258 271 337 279 260]	281 $\pm$ 15
Varios grupos (clusters)	[111 104 84 109 113]	104 $\pm$ 5

Utilizando un movimiento errático, se puede observar que en el escenario aleatorio (random) se obtiene una mayor recolección de alimento. Es decir, en un ambiente

donde los recursos se hayan distribuidos aleatoriamente, la mejor estrategia a utilizar es el vagar o deambular por el ambiente.

## Simulación 2. Klinokinesis

En la figura 6 se muestra la corrida en los 4 escenarios cuando el agente utiliza la estrategia de klinokinesis en su medio ambiente.

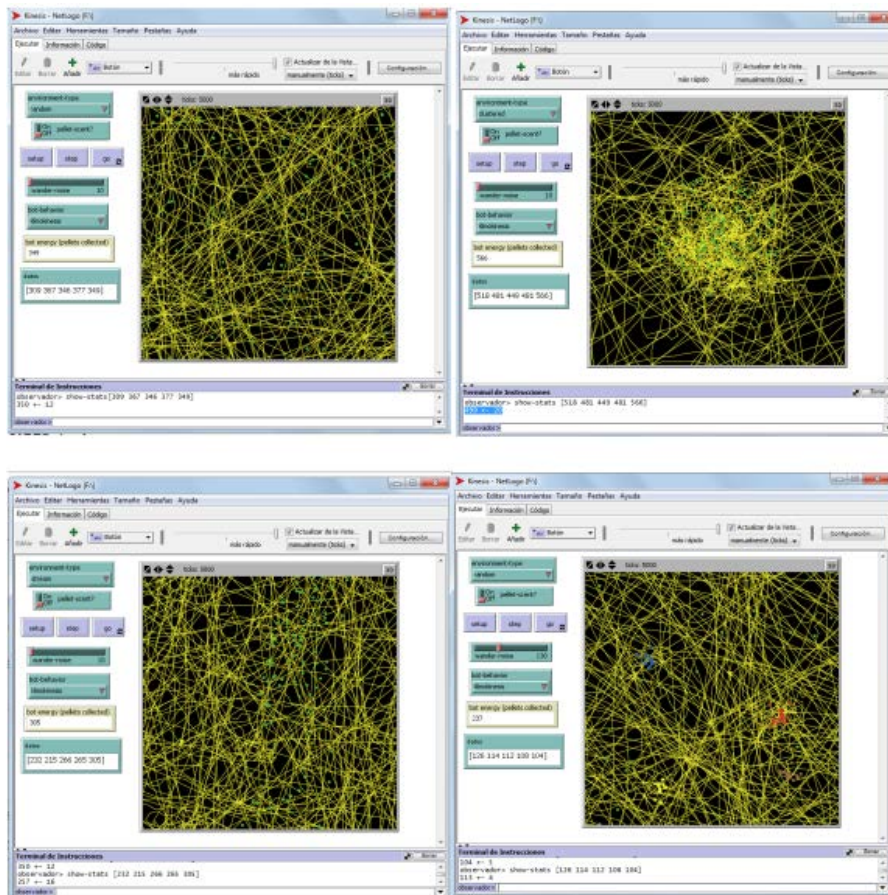


Figura 6 Aplicación de la estrategia de klinokinesis en cuatro diferentes ambientes.

En la tabla 2 se muestran cantidades de pellets consumidos utilizando la estrategia de movimiento de klinokinesis en cada uno de los escenarios y su promedio y desviación estándar. En esta simulación se observa que la estrategia de klinokinesis es útil cuando los recursos se encuentran distribuidos en una parcela o en varias de ellas.



Tabla 2 Pellets consumidos por el animal utilizando la estrategia de klinokinesis

Escenario	Número de pellets	promedio, $\pm$
Aleatorio (random)	[309 367 346 377 349]	350 $\pm$ 12
Agrupado (cluster)	[126 114 112 108 104]	113 $\pm$ 4
Fluido (stream)	[232 215 266 265 305]	257 $\pm$ 16
arios grupos (clusters)	[518 481 449 481 566]	499 $\pm$ 20

### Simulación 3. Ortokinesis

En la figura 7 se muestra la corrida en los 4 escenarios cuando el agente emplea el mecanismo de ortokinesis en su medio ambiente.

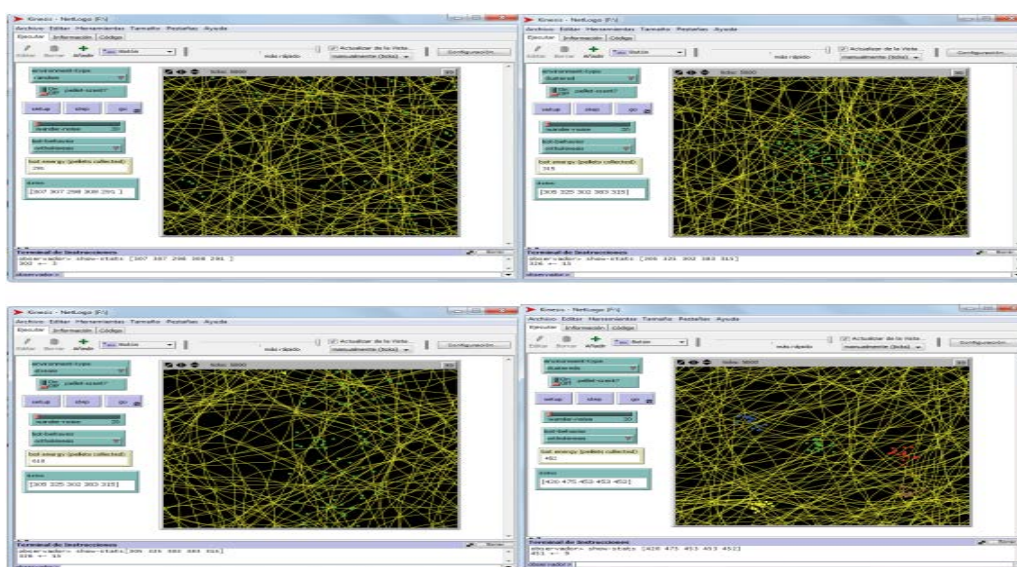


Figura 7 Aplicación de la estrategia de ortokinesis en 4 medios ambientes.

En la tabla 3 se muestran cantidades de pellets consumidos utilizando la estrategia de movimiento de ortokinesis en cada uno de los escenarios y su promedio y desviación estándar.

Tabla 3 Cantidad de recursos obtenidos en los 4 escenarios utilizando ortokinesis.

Escenario	Número de pellets	promedio, $\pm$ des.est
Aleatorio (random)	[307 307 298 308 291]	302 $\pm$ 3
Agrupado (cluster)	[420 475 453 453 452]	451 $\pm$ 9
Fluido (stream)	[305 325 302 383 315]	326 $\pm$ 15
Varios grupos (clusters)	[305 325 302 383 315]	326 $\pm$ 15

Con los valores obtenidos en la tabla 3 se observa que con la estrategia de ortokinesis los agentes obtienen una mayor recolección recursos en un ambiente agrupado.

#### Simulación 4. klinokinesis Adaptativa ('run-tumble': voltereta)

En la figura 8 se muestra la corrida en los 4 escenarios cuando el agente realiza la estrategia de klinokinesis adaptativa en su medio ambiente. Esta estrategia se puede observar en las bacterias.

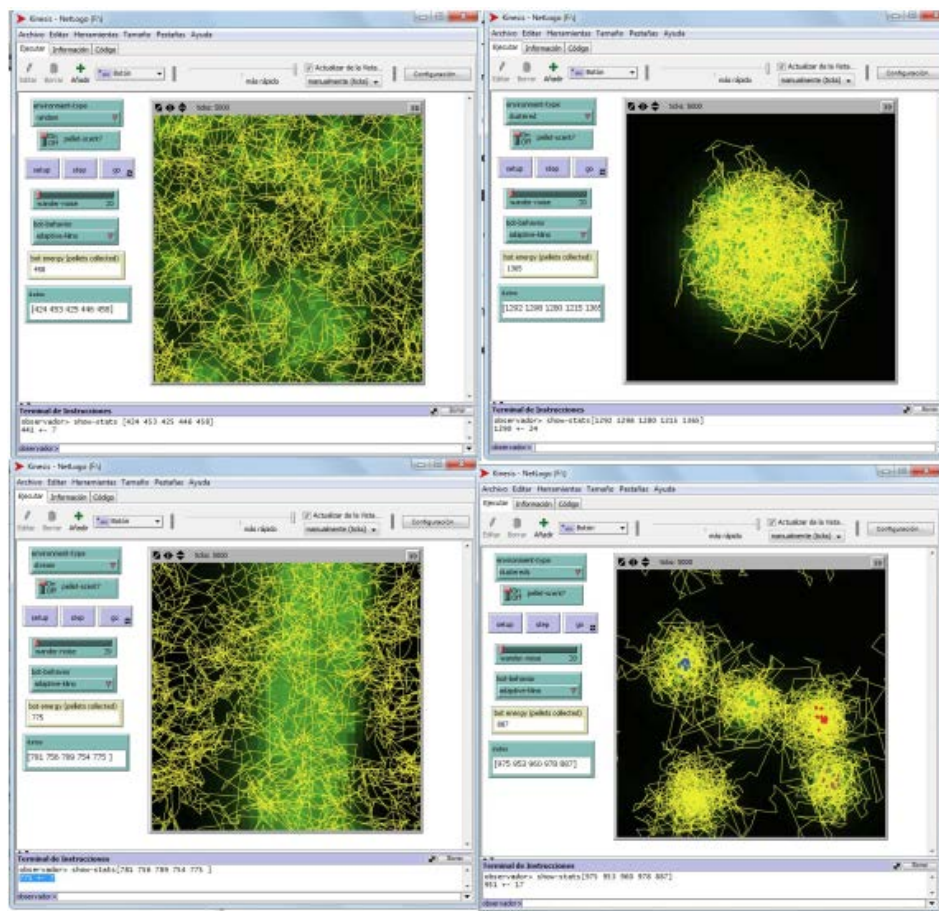


Figura 8 Aplicación del mecanismo de Klinokinesis adaptativa en 4 diferentes entornos.

En la tabla 4 se muestran cantidades de pellets consumidos utilizando la estrategia de movimiento de klinokinesis adaptativa en cada uno de los escenarios y su promedio y desviación estándar.

Tabla 4 Cantidad de pellets recogidos utilizando la estrategia de klinokinesis adaptativa.

Escenario	Número de pellets	promedio, $\pm$ des. est
Aleatorio (random)	[424 453 425 446 458]	441 $\pm$ 7
Agrupado (cluster)	[975 953 960 978 887]	951 $\pm$ 17
Fluido (stream)	[781 756 789 754 775 ]	771 $\pm$ 7
Varios grupos (clusters)	[1292 1298 1280 1215 1365]	1290 $\pm$ 24

En la tabla 4 se puede determinar que la estrategia de klinokinesis adaptativa es particularmente útil cuando los recursos se encuentran en uno o varios amontonamientos. También se puede apreciar que esta estrategia es útil cuando los recursos se hayan esparcidos en una franja o fluido.

En la tabla 5 se muestra un resumen de la cantidad de pellets recogidos en las simulaciones realizadas de acuerdo a las estrategias y a los escenarios utilizados. Se observa que en todos los escenarios, la mejor estrategia sería la klinokinesis adaptativa.

Tabla 5 Pellets recogidos utilizando los diversos escenarios y técnicas de recolección.

entorno	aleatorio	flujo	cluster	clusters
vagar	341 $\pm$ 8	281 $\pm$ 15	104 $\pm$ 5	279 $\pm$ 15
klinokinesis	350 $\pm$ 12	257 $\pm$ 16	113 $\pm$ 4	499 $\pm$ 20
orthokinesis	302 $\pm$ 3	326 $\pm$ 15	451 $\pm$ 9	326 $\pm$ 15
klino adaptiva	441 $\pm$ 7	771 $\pm$ 7	951 $\pm$ 17	1290 $\pm$ 24

### Simulaciones de las Estrategias Wiggle y Saltatory

En esta sección se presentan las simulaciones que comparan las estrategias Wiggle y Saltatory en una situación médica donde un grupo de nanorobots tratan de encontrar productores cancerígenos dentro de los vasos sanguíneos. Se simula en el medio ambiente del vaso sanguíneo los glóbulos rojos, los nanorobots y elementos productores de una sustancia química (e-cadherin) asociada con la producción de cáncer. La función de los nanorobots es encontrar a estos productores con el fin de eliminarlos [Cuevas, 2008].

En la simulación intervienen los siguientes elementos:

- Ambiente: Simulación del torrente sanguíneo en el cual interactúan los productores, glóbulos y buscadores.

- Productores: Representan al productor de e-cadherin que se encuentra en el vaso.
- Glóbulos: Glóbulos rojos que forman parte del torrente del vaso sanguíneo.
- Buscadores: Nanorobots de búsqueda que son insertados dentro del vaso sanguíneo.
- Spinners: Reloj que lleva un control del tiempo (en tick's) que transcurrirá durante las diferentes pruebas, en las cuales los buscadores localizan al productos.

En Netlogo estos elementos quedan representados de la siguiente manera:

- breed [productores productor]
- breed [globulos globulo]
- breed [buscadores buscador]
- breed [ spinners spinner ]

El movimiento de la estrategia wiggle en Netlogo quedó definido con el procedimiento: Wiggle {right random 15 forward .0005 left random 15 forward .0005}. En la figura 9 se muestra una corrida de la simulación con el movimiento Wiggle.

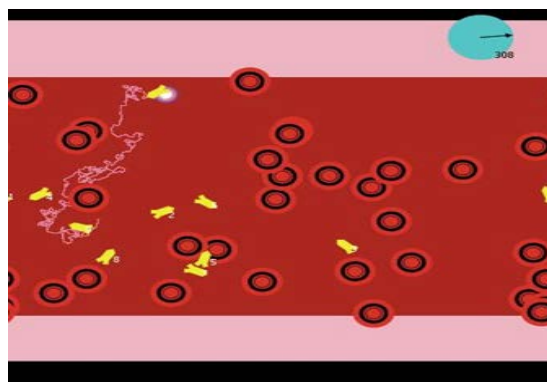


Figura 9 Simulación de la estrategia de movimiento Wiggle implementada en nanorobots dentro de un vaso sanguíneo.

Para implementar el movimiento Saltatory se modifica ligeramente el comportamiento oscilatorio (Wiggle), agregando un pequeño desplazamiento

considerando que los sensores del nanorobot solo perciben el área o patch en la que se encuentran.

La simulación del movimiento de la estrategia Saltatory quedó definida con el procedimiento: Saltatory { forward .05 Wiggle}. En la figura 10 se muestra una corrida de su simulación.

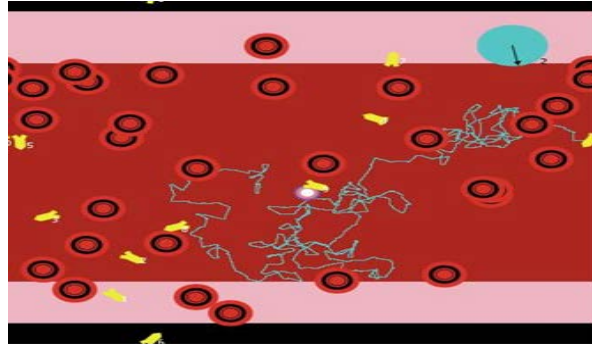


Figura 10 Simulación de nanorobots dentro de un vaso sanguíneo, estrategia de movimiento Saltatory.

En Piña, Rechy y García [2008] se presenta un refinamiento de esta simulación agregando parámetros para la densidad y viscosidad del fluido, comparando las estrategias Wiggle, Saltatory y deambular.

#### **4. Discusión**

La detección de recursos distribuidos aleatoriamente en el espacio es una tarea común tanto en agentes y robots como en sistemas biológicos.

Si bien los algoritmos que se han presentado muestran un grado adecuado de resolución de problemas, se puede discutir que existen otros algoritmos sin inspiración biológica que dan iguales o mejores resultados. Lo que sucede es que los algoritmos biológicos buscan y tienen generalmente un mayor grado de adaptabilidad cuando suceden cambios inesperados.

En las corridas que se hicieron de las simulaciones se observó que los mecanismos aleatorios realizan bien su trabajo y son relativamente más simples de implementar y menos costosos computacionalmente hablando. Es por ello que se pregunta uno si vale la pena indagar y construir otros algoritmos más

sofisticados. Los mecanismos aleatorios les han servido a los animales para sobrevivir en diferentes entornos y bajo muy diversas circunstancias. Aun así, han especializado sus mecanismos y estrategias cuando se requiere más rapidez y eficacia en la búsqueda.

Uno de los problemas principales en la implementación de algoritmos de búsqueda con inspiración biológica es la construcción de sensores que imiten a lo biológico. Entre mayor sea la inteligencia que se quiera implementar en un artefacto artificial, mayor debe ser la similitud biológica de los sensores.

## **5. Conclusiones**

En este trabajo se han mostrado las simulaciones en Netlogo de las bioestrategias de movimiento y búsqueda que utilizan los organismos y que se podrían implementar en el caso de agentes computacionales o robots.

Se pudo comprobar que en un ambiente donde los recursos se hayan distribuidos aleatoriamente, la mejor estrategia a utilizar es el vagar o deambular por el ambiente. Se observó que los mecanismos ortokinésicos y klinokinésicos permiten a los animales permanecer por más tiempo en las regiones de un alto contenido de recursos. Klinokinesis es útil cuando los recursos se encuentran distribuidos en una parcela o en varias de ellas, mientras que con ortokinesis se obtiene una mayor recolección recursos en un ambiente agrupado. La estrategia Wiggle permite obtener una mejor percepción local mientras que Saltatory es más rápida y permiten ir recorriendo y abarcando una mayor área de búsqueda.

Aunque la aplicación para cada una de las estrategias depende del contexto, se observó en términos generales en los experimentos realizados que klinokinesis adaptativa y Saltatory son estrategias de búsqueda óptimas.

Hay una serie de algoritmos en los que se puede continuar esta investigación y que consisten en utilizar estrategias intermitentes de búsqueda como Saltatory que combinan fases de movimiento lento, con fases de movimiento rápido, minimizando el tiempo de búsqueda [Bénichou, 2011].

También se puede explorar estrategias metaheurísticas que buscan un equilibrio entre la exploración y la explotación y que en ciertos casos son mejores que la

estrategia de búsqueda intermitente [Xin-She, 2013]. En otros casos, se pueden utilizar estrategias de búsqueda aleatorias combinadas que generan predicciones sobre cómo deben comportarse el agente en cada modo de búsqueda y cuándo debe cambiar el método de búsqueda. Varios organismos utilizan señales sensoriales no direccionales sin precisión para mejorar la búsqueda aleatoria y la teoría tradicional del forrajeo de parcelas [Noltinga, 2015].

Algunas aplicaciones de estos algoritmos se encuentran en robots autónomos que basan sus estrategias de búsqueda en las caminatas aleatorias de Lévy [Krivonosov, 2016]. Otra aplicación sería en redes complejas como en Internet, el tráfico urbano y el cerebro, donde se estudian estrategias de búsqueda en donde el agente (por ejemplo, un impulso eléctrico, una excitación, un animal o un individuo humano, tal como un surfista de la web), situado en un nodo de la red puede saltar a un nodo vecino, siempre que exista un enlace como se especifica en la matriz de adyacencia asociada con el gráfico. El caminante se desliza por la red a través de una secuencia de pasos, que permiten una exploración y búsqueda [Di Patti, 2015].

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Anderson, J. Stephens, D., and Dunbar S., Saltatory search: a theoretical analysis, *Behavioral Ecology*, Vol 8 No. 3: pp. 307-317, 1997. [https://www.researchgate.net/publication/249282814\\_Saltatory\\_search\\_A\\_theoretical\\_analysis](https://www.researchgate.net/publication/249282814_Saltatory_search_A_theoretical_analysis).
- [2] Bénichou, O., Loverdo, C., Moreau, M., Voituriez, R., Intermittent search strategies. *Review of modern physics*, volume 83, pp. 81-129, 2011, <http://www.normalesup.org/~loverdo/art/RevModPhys.pdf>.
- [3] Cuevas, M., Comparación de dos Estrategias bioinspiradas de búsqueda de objetivos aplicadas a la navegación nanorobótica. Caso de Estudio: Prevención del Cáncer. Tesis para obtener el título de Licenciado en Sistemas Computacionales Administrativos, Facultad de Contaduría y Administración, Universidad Veracruzana, Agosto 2008, <http://cdigital.uv.mx/bitstream/123456789/28492/1/Cuevas%20Perez.pdf>.

- [4] Benhamou, S., Bovet, P., How animals use their environment: a new look at kinesis. *Anim. Behav.*, 38: pp. 375-383, 1989. [http://www.cefe.cnrs.fr/images/stories/DPTEEvolution/Ecomportementale/chercheurs/simon\\_benhamou/Benhamou%20&%20Bovet%201989AB.pdf](http://www.cefe.cnrs.fr/images/stories/DPTEEvolution/Ecomportementale/chercheurs/simon_benhamou/Benhamou%20&%20Bovet%201989AB.pdf).
- [5] Cavalcanti, A., Shirinzadeh B., Freitas, R. A. Hogg, T., Nanorobot architecture for medical target identification. *Nano-technology* 19: 015103, 2008, <http://www.nanorobotdesign.com/papers/nanorobot-architecture.pdf>.
- [6] Di Patti, F., Fanelli, D., Piazza, F. (2015). Optimal search strategies on complex multi-linked networks. *Nature Scientific Reports* 5, number: 9869, pp. 1-6. [https://www.nature.com/articles/srep09869?WT.ec\\_id=SREP-639-20150512&spMailingID=48636705&spUserID=MzcxNDU0MDA3NzMS1&spJobID=681447381&spReportId=NjgxNDQ3MzgxS0](https://www.nature.com/articles/srep09869?WT.ec_id=SREP-639-20150512&spMailingID=48636705&spUserID=MzcxNDU0MDA3NzMS1&spJobID=681447381&spReportId=NjgxNDQ3MzgxS0).
- [7] Fernández, M., Algoritmos de búsqueda heurística en tiempo real. Aplicación a la navegación en los juegos de video." 34 Jornadas Argentinas de Informática e Investigación Operativa, 2005, <http://www.exa.unicen.edu.ar/catedras/aydalgo2/docs/TFca06aCompleto.pdf>.
- [8] Krivonosov, M., Denisov, S., & Zaburdaev, V. (2016). Lévy robotics. arXiv preprint arXiv:1612.03997, pp. 1–6, 2016, <https://arxiv.org/pdf/1612.03997.pdf>.
- [9] Pyke, G. (2015). Understanding movements of organisms: it's time to abandon the Lévy foraging hypothesis. *Methods in Ecology and Evolution*. Volume 6, Issue 1, Pages 1–16. Pages 1–16. Consultado el 31-05-17. <http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1111/2041-210X.12298/full>
- [10] Gutiérrez, G. (1998). Estrategias de forrajeo. En R. Ardila, W. López, A.M. Pérez, R. Quiñones, & F. Reyes (Eds.). *Manual de Análisis Experimental del Comportamiento*, pp. 359-381., 1998, Madrid: Librería Nueva, <http://www.docentes.unal.edu.co/gahermannr/docs/1998%20Estrategias%20de%20Forrajeo.pdf>.
- [11] Mueller, T., Fagan, W., Search and navigation in dynamic environments from individual behaviors to population distributions. *Oikos* 117, pp. 654-664: <http://www.clfs.umd.edu/biology/faganlab/pdf/MuellerFagan2008.pdf>.



- [12] Jones, R., Rupturing The Nanotech Rapture. Biological nanobots could repair and improve the human body, but they'll be more bio than bot. IEEE Spectrum's Special Report: The Singularity, 2008, <http://spectrum.ieee.org/semiconductors/nanotechnology/rupturing-the-nanotech-rapture/0>.
- [13] Nelson, M. (2017). Homework: week04\_hw\_template (kinesis strategies). Brain, Behavior & Info Processing Course, 2017, <http://output.jsbin.com/vecixe>.
- [14] Noltinga, B., Hinkelmanb, T., Brassilc, C., Tenhumberg, B., Composite random search strategies based on non-directional sensory cues. *Ecological Complexity*, Volume 22, pp. 126-138, 2015.
- [15] Piña, C., Rechy, E., García V., Comparing Three Simulated Strategies for Cancer Monitoring with Nanorobots. En A. Gelbukh and E.F. Morales (Eds.): MICAI 2008, LNAI 5317, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, pp. 1020–1030, 2008, [http://link.springer.com/chapter/10.1007%2F978-3-540-88636-5\\_96](http://link.springer.com/chapter/10.1007%2F978-3-540-88636-5_96).
- [16] Poza, D., Manual de Netlogo en español, 2009, <https://sites.google.com/site/manualnetlogo/>.
- [17] Svidinenko, Y., Simulation of a simple mobile cell-repair nanorobot and some of it's subsystems. *Nanotech*, 2015, [http://www.nanotech-now.com/Art\\_Gallery/svidinenko-yuriy.htm](http://www.nanotech-now.com/Art_Gallery/svidinenko-yuriy.htm).
- [18] Xin-She Yang and Xing shi He, Firefly Algorithm: Recent Advances and Applications, *Int. J. Swarm Intelligence*, Vol. 1, No. 1, pp. 36–50, 2013, [https://www.researchgate.net/publication/255971821\\_Firefly\\_Algorithm\\_Rece nt\\_Advances\\_and\\_Applications](https://www.researchgate.net/publication/255971821_Firefly_Algorithm_Rece nt_Advances_and_Applications).

# **EMULACIÓN EN FPGA DE TECNICA PARA CORRECCION DEL DESEQUILIBRIO I/Q APLICADO EN UN MODULADOR DIGITAL 256-QAM**

***Sergio Alberto Juárez Cazares***

Instituto Politécnico Nacional, IPN-CITEDI

*sjuarez@citedi.mx*

***Aldo Bonilla Rodríguez***

Instituto Politécnico Nacional, IPN-UPIITA

*aldo.bonilla.r@gmail.com*

***José Cruz Núñez Pérez***

Instituto Politécnico Nacional, IPN-CITEDI

*nunez@citedi.mx*

## **Resumen**

En este trabajo se presenta la metodología de diseño e implementación de un sistema para corrección del desequilibrio I/Q basado en una tarjeta DSP-FPGA. Este sistema utiliza series de Volterra para modelar el comportamiento no lineal del desequilibrio I/Q. El desempeño del sistema se demuestra utilizando una señal compleja 256-QAM con desequilibrio en fase y amplitud. El sistema desarrollado tiene como característica un bajo costo de implementación y alta flexibilidad del diseño, lo que permite modificaciones o expansiones futuras. Se utiliza la tarjeta de desarrollo Stratix III de Altera para implementación práctica y verificación de los resultados experimentales del sistema propuesto. El sistema desarrollado es capaz de corregir el desequilibrio I/Q satisfactoriamente, tanto en fase como en amplitud. Este trabajo puede ser considerado como una alternativa de bajo costo para corregir el desequilibrio I/Q ya que no requiere de algoritmos complejos o equipo de medición adicional.

**Palabras Claves:** 256-QAM, corrección, desequilibrio, FPGA, modulador.

## **Abstract**

*In this paper the design methodology for a I/Q imbalance correction system is presented based on a DSP-FPGA board. This system employs Volterra series to model the non-linear behavior of the I/Q imbalance. The system performance is verified using a 256-QAM complex signal with phase and amplitude imbalance. The implemented system has the advantage of having low implementation cost and a high design flexibility, which allows for future revisions or enhancement. The Stratix III FPGA board from Altera is employed for the practical implementation and result verification of the system. The developed system can compensate the I/Q imbalance, in amplitude and phase. This work can be considered as a low-cost alternative for I/Q imbalance correction given that it doesn't require additional measurement equipment nor uses complex algorithms.*

**Keywords:** 256-QAM, correction, imbalance, FPGA, modulator.

## **1. Introducción**

Actualmente, la industria de las telecomunicaciones demanda sistemas de modulación digital con una alta confiabilidad. Los avances en manufactura han permitido el desarrollo de circuitos integrados de alta densidad, haciendo posible la integración de sistemas digitales para telecomunicaciones de alto desempeño en forma de circuitos de aplicación específica (del inglés ASIC), System on Chip (SoC), entre otros [Dick, 2004]. En contexto, los dispositivos FPGA modernos poseen ventajas significativas para implementación en hardware, ofreciendo así una alternativa que permite una extensa verificación del diseño y así evitar implementaciones de diseños poco confiables.

Los sistemas de modulación digital disponibles en el mercado deben contar con una baja producción de espurias, de lo contrario se provocarán errores en el espectro de la señal tanto en el transmisor como en el receptor ocasionando alta tasa de error de bit (del inglés BER). Estas imperfecciones son más significativas en sistemas de comunicaciones de banda ancha [Erdogan, 2008] y en sistemas con modulación compleja causan el desequilibrio I/Q. El desequilibrio I/Q se produce cuando existe un desbalance en fase y amplitud de los canales I y Q. En

el estado del arte se reportan diversos trabajos de medición y compensación del desequilibrio de I/Q [Erdogan, 2008].

El método descrito en [Asami, 2007] proporciona una metodología para corregir la cuadratura utilizando un detector de envolvente en el convertidor de bajada. Sin embargo, necesita una estimación previa de las imperfecciones y posee un alto costo computacional ya que utiliza un algoritmo iterativo. En [Cavers, 1997] se presenta un algoritmo sencillo que permite cancelar las espurias producidas en el oscilador local (del inglés LO). No obstante, requiere de un analizador de espectro lo cual se traduce en gastos adicionales en hardware. En [Nash, 2009] se propone una metodología de calibración en moduladores QAM, se explora la presencia de un bloque extra en la retroalimentación para corregir el desbalance I/Q.

Actualmente, el mercado no cuenta con soluciones directas para corregir el desequilibrio I/Q. Sin embargo, existen diversas soluciones para este problema donde se utilizan métodos de calibración para la etapa de transición y recepción, como se detalla en [Nash, 2009].

En síntesis, la tendencia actual es compensar el desequilibrio I/Q haciendo uso de sistemas digitales [Snelgrove, 1999], [Anttila, 2007], [Anttila, 2009], [Mattera, 2008]. Es por esto que utilizar dispositivos FPGA permite verificar el diseño y detectar errores a bajo costo comparado con los sistemas de diseño asistido por computadora (del inglés CAD), para el diseño de circuitos [Cong, 2011].

Por lo anterior, en este trabajo se presenta la metodología de diseño de un sistema para la corrección del desequilibrio I/Q basado en series de Volterra, y su implementación en FPGA. Este trabajo está organizado de la siguiente manera: en la sección 2 se explica la metodología y los fundamentos básicos del desequilibrio I/Q. La sección 3 describen los resultados de la implementación en FPGA. En la sección 4 se realiza la discusión de los resultados obtenidos. Finalmente, en la sección 5 se desglosan las conclusiones.

## **2. Métodos**

Un sistema de comunicaciones moderno [Sen, 2012] se utiliza el dominio digital y análogo para el procesamiento de la señal. Este sistema se conoce como

transceptor y está conformado por un transmisor, un canal de transmisión y un receptor, el diagrama de bloques del sistema se muestra en la figura 1.

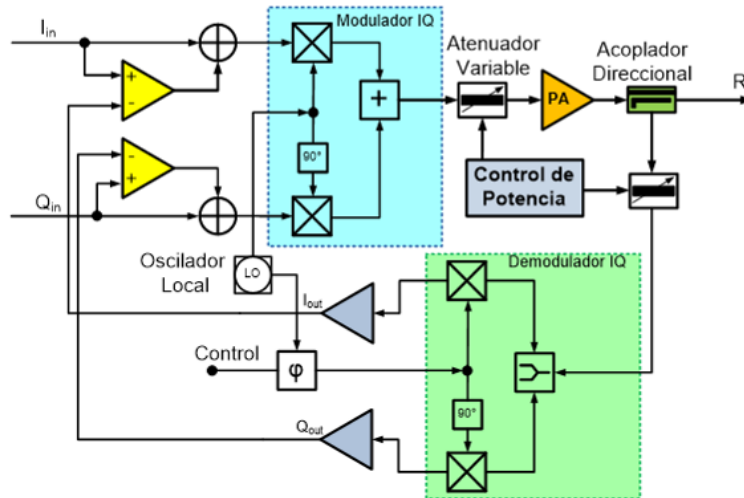


Figura 1 Diagrama de bloques de un sistema de telecomunicaciones.

Los circuitos modernos de modulación comprenden modulaciones complejas basadas en componentes de variable compleja I/Q como 256-QAM para codificar información [Klymyshyn, 2002]. La modulación QAM requiere cambiar la fase y amplitud de una señal senoidal. Se utilizan dos señales portadoras desfasadas 90 grados entre sí. Estas señales representan la componente real (I) e imaginaria (Q) de la señal, las cuales se representan mediante las ecuaciones 1 y 2, en donde A representa la amplitud y  $\omega$  la fase.

$$I(t) = A \cos(\omega t) \quad (1)$$

$$Q(t) = A \sin(\omega t) \quad (2)$$

La metodología utilizada para la generación de una señal M-QAM rectangular, donde M representa 8, 16, 64 ó 256-QAM, por esta razón se utilizará la configuración 16-QAM para ilustrar su generación. En la ecuación 3 se define el tamaño del símbolo necesario para acceder a los M elementos de la constelación.

$$k = \log_2(M) \quad (3)$$

Para el caso de 16-QAM son necesarios 4 bits, la representación I-Q de la constelación se muestra en la figura 2.

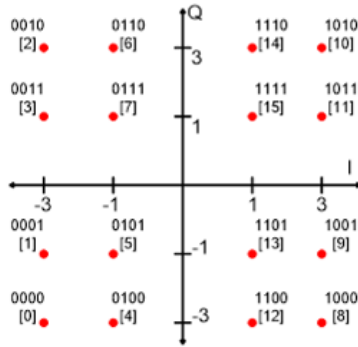


Figura 2 Representación de una constelación 16-QAM.

Donde los puntos rojos representan la señal QAM, en cualquier constelación M-QAM es necesario asignar de manera no consecutiva los símbolos de cada punto de la constelación para restringir las decisiones erróneas de símbolo que provocaría un error de bit menos significativo (del inglés LSB). Por esto, se convierten los símbolos de entrada en símbolos codificados mediante código Gray usando mapas de Karnaugh, para asignar un símbolo a cada punto de la constelación, como se muestra en la tabla 1.

Tabla 1 Mapa de Karnaugh para 16-QAM.

AB\CD	-3	-1	+1	+3
-3	0000 [0]	0001 [1]	0011 [3]	0010 [2]
-1	0100 [4]	0101 [5]	0111 [7]	0110 [6]
+1	1100 [12]	1101 [13]	1111 [15]	1110 [14]
+3	1000 [8]	1001 [9]	1011 [11]	1010 [10]

El desequilibrio I/Q, se produce por una diferencia de ganancias en amplitud o fase entre las señales I y Q del esquema de modulación. Es decir, cualquier desequilibrio en fase será reflejado en la amplitud de la constelación y afectará su cuadratura, un ejemplo de este comportamiento se muestra en la figura 3.

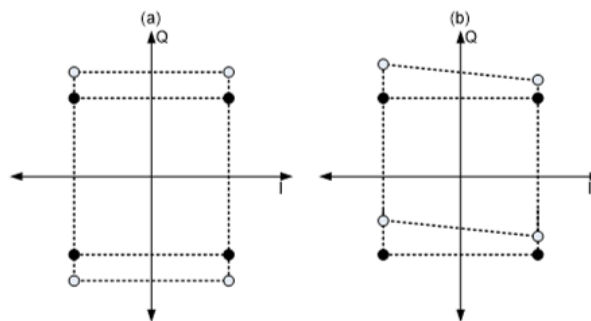


Figura 3 Desequilibrio I/Q en (a) fase y (b) amplitud.

En una transmisión I/Q, la ganancia y el desequilibrio pueden ser medidas fácilmente con un detector de potencia, el cual se encuentra en cualquier sistema de comunicaciones a la salida del amplificador de potencia (PA) [Niubó, 2015], véase la figura 1. Tomando  $f(\theta, \phi)$  como la señal a la entrada al amplificador, tenemos ecuaciones 4.

$$\begin{aligned} f(\theta, \phi) &= I_t \cos(\omega t) - Q_t \sin(\omega t + \phi) \\ I_t &= \cos(\omega_b t), \quad Q_t = \sin(\omega_b t + \phi) \end{aligned} \quad (4)$$

Donde  $\phi$  representa el desequilibrio en fase,  $\omega_b$  la frecuencia en rad/s de la señal moduladora,  $\omega$  frecuencia de la señal portadora,  $\theta$  desequilibrio entre las señales en banda base. Se obtiene ecuación 5.

$$\begin{aligned} f(\theta, \phi) &= \cos(\omega_b t) \cos(\omega t) - \sin(\omega_b t + \phi) \sin(\omega t + \phi) \\ &= \cos(\omega t) [\cos(\omega_b t) - \sin(\omega_b t + \phi) \sin(\phi)] - \sin(\omega t) [\sin(\omega_b t + \phi)] \cos(\phi) \end{aligned} \quad (5)$$

En la ecuación 5 se observa que la envolvente contiene la información del desequilibrio I/Q y la transformación de la fase a amplitud se tiene inherentemente en la arquitectura I/Q. Se debe encontrar  $\theta$  donde la sensibilidad de salida es maximizada para cualquier cambio en  $\phi$ . Considerando la ganancia  $G_{PA}$  del PA la función del  $E(\theta, \phi)$  se reescribe como se muestra en la ecuación 6.

$$\begin{aligned} E(\theta, \phi) &= envelope[G_{PA} * f(\theta, \phi)] \\ &= G_{PA} \sqrt{[\cos(\omega_b t)]^2 - 2 \sin(\omega_b t + \phi) \sin(\phi) \cos(\omega_b t) + [\sin(\omega_b t + \phi)]^2} \end{aligned} \quad (6)$$

Al diferenciar  $E^2(\theta, \phi)$  con respecto a  $\phi$  se obtiene la sensibilidad  $S(\theta, \phi)$ , ecuación 7.

$$S(\theta, \phi) = -2G_{PA}^2 * \sin(\omega_b t + \phi) \cos(\omega_b t) \cos(\phi) \quad (7)$$

En la ecuación 7 se demuestra que la sensibilidad de potencia alcanza su máximo cuando  $I_t = Q_t$  o  $Q_t = -Q_t$ . En este punto la sensibilidad es máxima para variaciones de la potencia de salida y cualquier cambio en  $\phi$ . La amplitud para  $\phi$  positivas se tiene cuando  $I_t = \cos(\omega_b t) = -Q_t$ .

$$Tx_{out(\phi)} = G_{PA} * \cos(\omega_b t) \left[ 2 \sin\left(\omega_b t + 45^\circ \frac{\phi}{2}\right) \sin\left(45^\circ + \frac{\phi}{2}\right) \right] \quad (8)$$

Para obtener los picos de la señal se calcula el módulo como se muestra en la ecuación 9.

$$\begin{aligned} |Tx_{out(\emptyset)}| &= 2G_{PA} * \sin\left(45^\circ + \frac{\emptyset}{2}\right) \\ |Tx_{out(\emptyset)}| &= M * \sin\left(45^\circ + \frac{\emptyset}{2}\right) \end{aligned} \quad (9)$$

Para corregir el desequilibrio I/Q en ganancia, se tiene:

$$I_t = A \cos(\omega_b t) \text{ y } Q_t = 0 \text{ con } P = P_I \quad I_t = 0 \text{ y } Q_t = A \cos(\omega_b t) \text{ con } P = P_Q$$

Donde  $P_I$  y  $P_Q$  representan la potencia de salida del detector cuando solo está activo I, Q de manera respectiva. La ganancia de desacople puede calcularse mediante ecuación 10.

$$G_{desacople} = \sqrt{\frac{P_I}{P_Q}} \text{ y } K = \sqrt{\frac{2P_I}{G_{PA}^2}} \quad (10)$$

Para corregir el desequilibrio en fase se tiene que al aplicar  $I_t = A \cos(\omega_b t)$  y  $Q_t = -G_{desacople} * A \cos(\omega_b t)$ . se garantiza que las señales serán sumadas con la misma amplitud y la salida se escribe en ecuación 11.

$$|Tx_{out(\emptyset)}| = M * \sin\left(45^\circ + \frac{\emptyset}{2}\right) \quad (11)$$

Conociendo M es fácil encontrar  $\emptyset$ .

$$\emptyset = \arcsin\left(\frac{|Tx_{out}|}{|M|}\right) - 45^\circ \quad (12)$$

La ecuación 12 demuestra que se puede calcular el corrimiento fase conociendo el factor M y del módulo de la señal a transmitir.

Sin embargo, es posible modelar el desequilibrio I/Q utilizando series de Volterra, las cuales se utilizan para describir la relación entre la entrada y salida de un sistema no lineal [Nuñez, 2013]. Siendo una alternativa ideal para modelar el comportamiento del desequilibrio I/Q. El modelo del desequilibrio I/Q en banda base complejo se muestra en la figura 4.



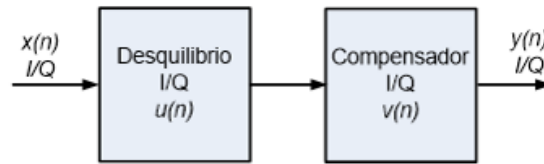


Figura 4 Modelo desequilibrio I/Q en banda base.

Donde  $x(n)$  es la señal transmitida,  $y(n)$  es la señal distorsionada y,  $u(n)$  describe el comportamiento del desequilibrio I/Q y  $v(n)$  son los coeficientes del sistema de compensación, descrito en la ecuación 13.

$$x(n) = \sum_{k=0}^{L-1} u(k)s(n-k) + \sum_{k=0}^{L-1} v(k)s^*(n-k) \quad (13)$$

Al rescribir la ecuación 1 en su forma matricial se obtiene la ecuación 14.

$$y_{IQ} = S_{IQ}C_{IQ} \quad (14)$$

Donde  $C_{IQ}$  es un vector columna que contiene los coeficientes del modelo,  $y_{IQ}$  es el vector de salida del sistema, debido a que se desea que la salida sea lineal respecto a la entrada se dice que  $y_{IQ} = x(n)$ .  $S_{IQ}$  es una matriz que describe la señal con desequilibrio I/Q descrita en las ecuaciones 15 y 16.

$$S_{IQ} = [S_{IQ}(n), S_{IQ}(n-1), \dots, S_{IQ}(n-L)]^T \quad (15)$$

$$S_{IQ}(i) = [s(i), s(i+1), \dots, s(N), s^*(i), s^*(i+1), \dots, s^*(N)]^T \quad (16)$$

En la ecuación 4  $N$  representa el número de muestras de  $s(n)$ ,  $L$  es la longitud del vector de coeficientes  $C_{IQ}$ . Para resolver el sistema se utiliza el método de mínimos cuadrados. La ecuación 17 muestra el cálculo de los coeficientes.

$$C_{IQ} = (S_{IQ}^H S_{IQ})^{-1} * S_{IQ}^H * y_{IQ} \quad (17)$$

### 3. Resultados

La implementación se realizó utilizando el entorno de Matlab/Simulink con DSP Builder. Para demostrar el funcionamiento del sistema se utilizará una señal modulada en 256-QAM cuya generación se explica detalladamente en [Juárez, 2017]. En la figura 5 se observa la constelación.

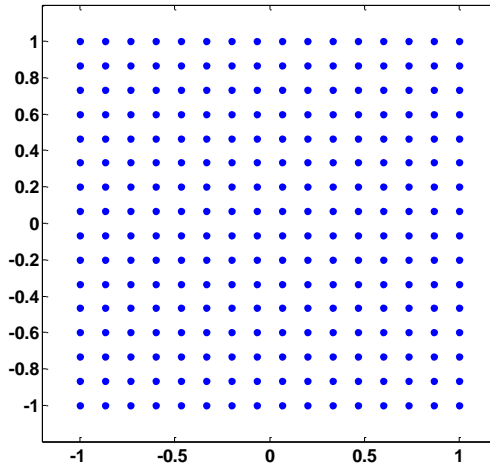


Figura 5 Constelación I/Q 256-QAM.

Se tomarán en cuenta 3 casos de desequilibrio I/Q, descritos en la figura 6:

- Desequilibrio IQ en amplitud -3dB.
- Desequilibrio IQ en fase de 60 grados.
- Desequilibrio IQ en amplitud +1dB.

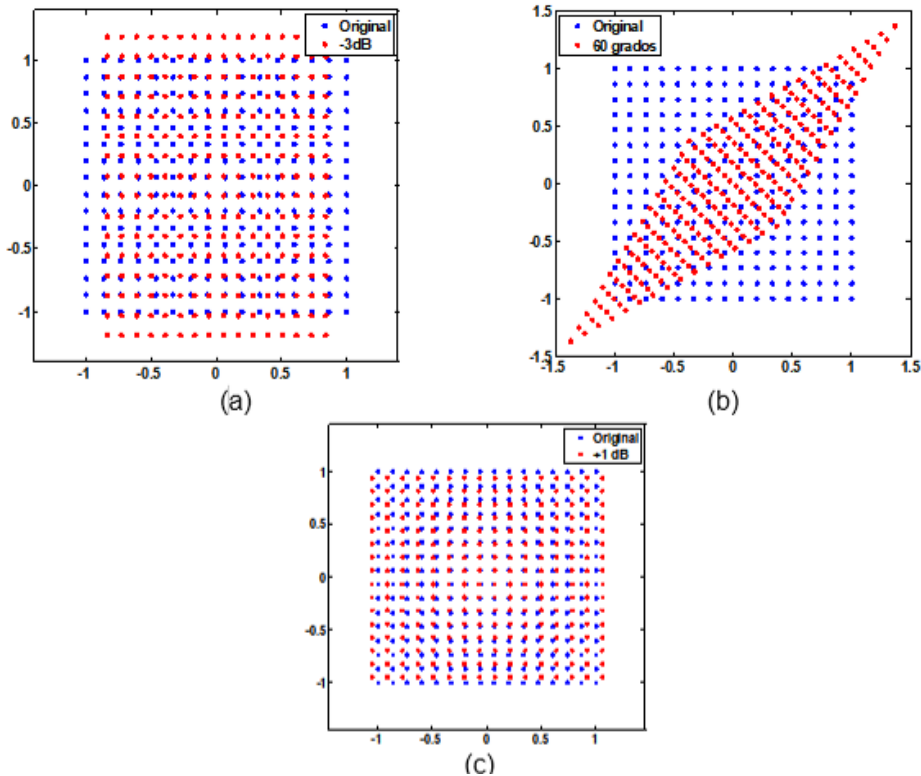


Figura 6 Casos del desequilibrio I/Q.

Como se puede notar en la figura 6 se observa una comparación del desequilibrio I/Q presente en la constelación 256-QAM contra la constelación 256-QAM ideal, en el caso (a) se muestra la compresión de -3dB, en (b) se aprecia un desfase de 60 grados y finalmente en (c) se observa el caso de saturación +1dB.

Definidos los casos del desequilibrio, se realizó la implementación del modelo para obtener la salida del compensador descrito en la ecuación 14 utilizando DSP Builder, como se muestra en la figura 7.

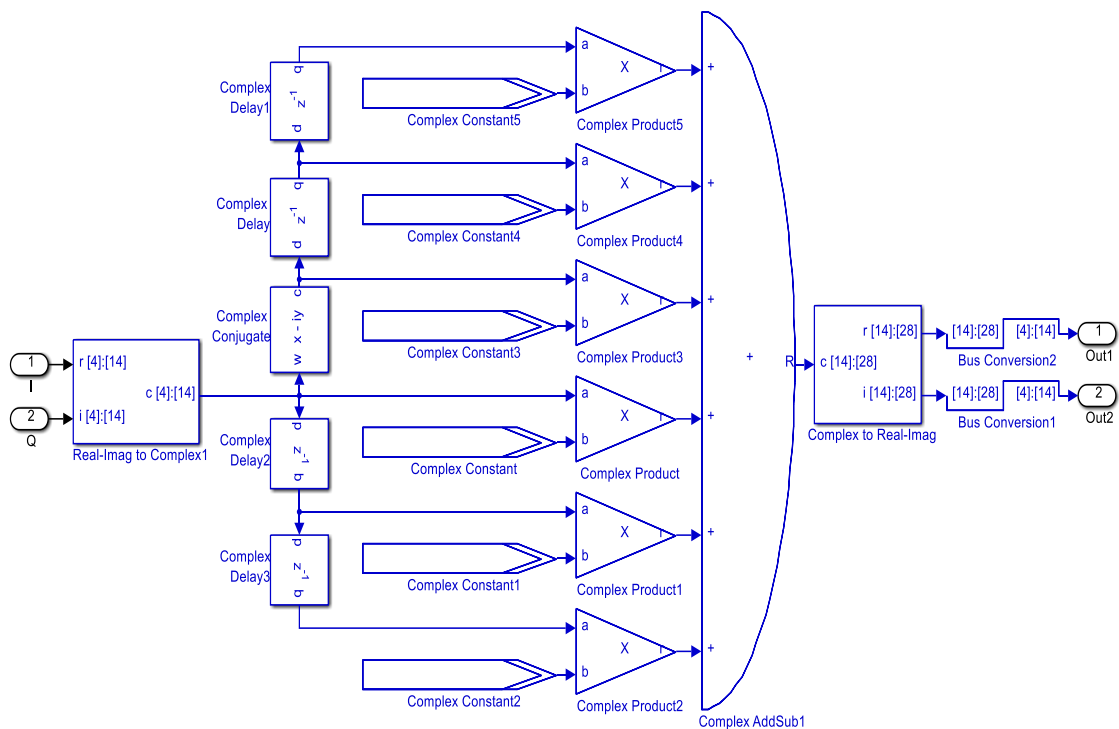


Figura 7 Módulo de corrección del desequilibrio I/Q en DSP Builder.

Una vez realizada la etapa de corrección se integra el proyecto completo en DSP Builder, donde se programan cada uno de los casos y se introduce la etapa de corrección del desequilibrio I/Q como se muestra en la figura 8.

En la entrada del modulador se introduce una señal interna de escalera la cual pasa por todos los valores desde 0 hasta 255, idealmente se debe utilizar la señal que se desea modular, en este caso se optó por la señal escalera para mostrar el correcto funcionamiento del sistema. Esta implementación trabaja en una frecuencia de reloj de 50 MHz, la tarjeta de adquisición de datos Terasic Modelo

MNL-01016-1.0 la cual cuenta con 2 convertidores A/D y 2 D/A con una resolución de 14 bits. En la figura 9 se observa el banco de pruebas y el sistema funcionando.

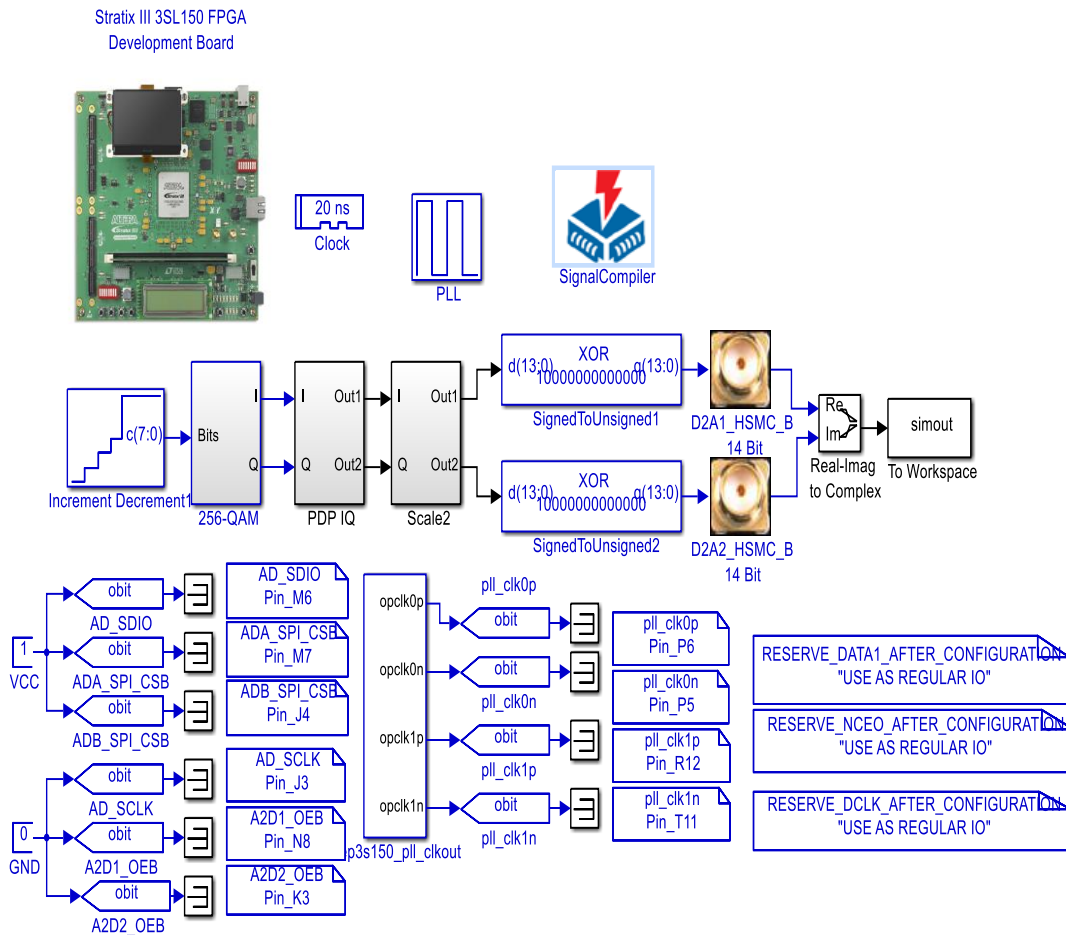


Figura 8 Implementación en DSP Builder.



Figura 9 Implementación del Sistema en FPGA.

## 4. Discusión

El procedimiento para la corrección del desequilibrio I/Q en amplitud y fase presente en una señal 256-QAM se realizó siguiendo la metodología propuesta en la sección 2. Para calcular los coeficientes del modelo no-lineal basado en series de Volterra se utilizó una longitud de entrenamiento de  $L=2$ , el cual genera 6 coeficientes. En la figura 10a se observa la corrección del desequilibrio I/Q en -3 dB de amplitud, el cual es corregido satisfactoriamente como se muestra en la figura 9b. Asimismo, la figura 11a posee desequilibrio I/Q en fase de 60 grados, mismo que es corregido mediante el sistema como se presenta en la figura 11b. Finalmente, en la figura 12a se aprecia desequilibrio I/Q en amplitud de +1dB, mientras que en la figura 12b se obtiene el resultado sin desequilibrio I/Q.

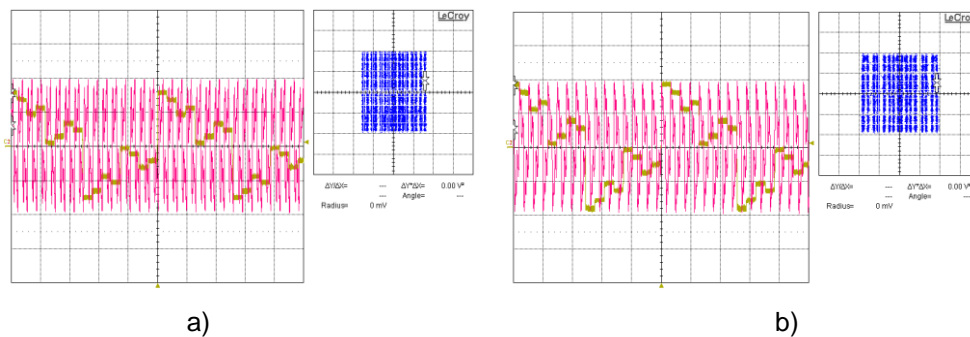
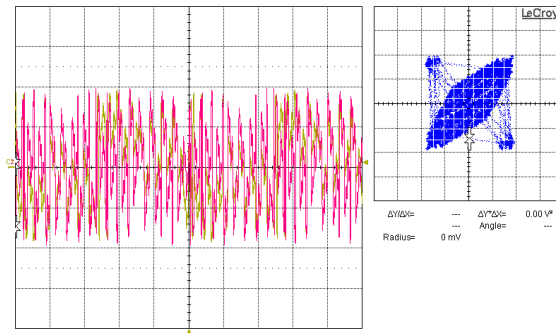


Figura 10 Señales I (rosa) y Q (amarillo) respecto al tiempo y Constelación (I vs Q) vistas en osciloscopio.

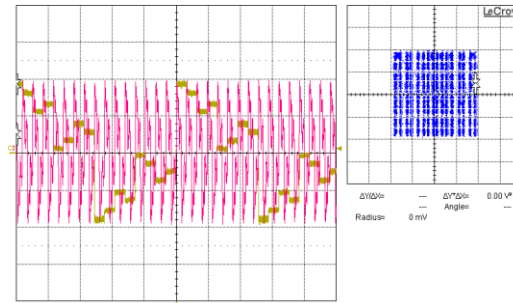
Los recursos utilizados por esta implementación en la tarjeta de desarrollo Stratix III de Altera se muestran en la tabla 1.

Como se observa en la Tabla anterior la cantidad de recursos utilizados están en rangos bajos de 14%, lo cual se traduce en un bajo costo de implementación y una alta flexibilidad, en una posible fabricación en circuito integrado.

El sistema desarrollado demuestra la capacidad de corrección del algoritmo tanto en amplitud como en fase. Cabe señalar que en el futuro se evaluara una verificación del error vector magnitud (del inglés EVM) y una verificación de la tasa de error de bit (del inglés BER). No obstante, es posible corroborar los resultados obtenidos debido a que la forma del trazo en modo X-Y recupera su cuadratura original.

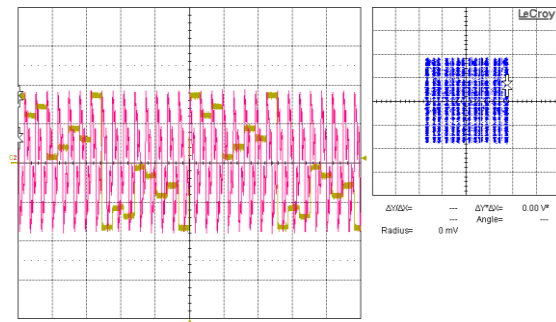


(a)

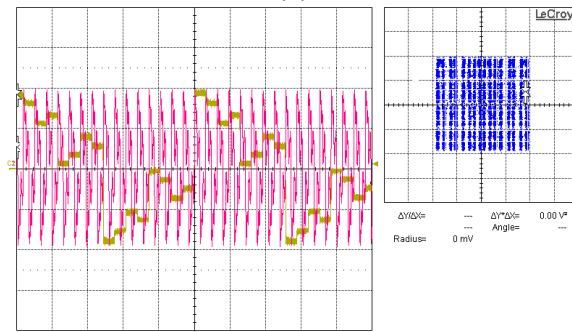


(b)

Figura 11 Señales I (rosa) y Q (amarillo) respecto al tiempo y Constelación (I vs Q) corregida  $60^\circ$ . Señal I/Q y Constelación, vistas en osciloscopio.



(a)



(b)

Figura 12 Señales I(rosa) y Q(amarillo) respecto al tiempo y Constelación (I vs Q) Corrección de 1dB, vistas en osciloscopio.

Tabla 1 Resumen de recursos utilizados del FPGA.

Bloques Lógicos	Utilizados	Disponibles	Total
Funciones Combinacionales	14,351	119,088	13%
ALUTs de Memoria	161	56,800	<1%
Numero de registros lógicos	15,679	113,600	14%
Numero de pines	51	744	7%
Bits de memoria	0	5,630,976	0%
Bloques DSP de 18 bits	38	384	10%
PLLs	1	8	13%
DLLs	0	4	0%

## 5. Conclusiones

Este artículo presenta la metodología completa de diseño de un sistema para corrección del desequilibrio I/Q digital implementado en una tarjeta DSP-FPGA. El sistema fue implementado en la tarjeta FPGA Stratix III de Altera y se puede considerar como alternativa de bajo costo para la corrección del desequilibrio I/Q y la industria de fabricación de demoduladores. Se desarrolla una metodología de diseño integral capaz de funcionar con cualquier tipo de señal I/Q, además, es capaz de corregir el desequilibrio tanto en amplitud como en fase, dotándolo con una alta flexibilidad de implementación, lo cual provee al sistema una ventaja en cuanto a expansiones futuras, o integración con otros sistemas se refiere. Los resultados de la implementación demuestran su bajo costo y efectividad ya que se requiere una cantidad mínima de recursos lógicos para su puesta en marcha, obteniendo resultados precisos.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Anttila, L., Valkama, M. & Renfors, M., Circularity-Based I/Q Imbalance Compensation in Wideband Direct-Conversion Receivers, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 4, pp. 2099–2113, 2008.
- [2] Cavers, J. K., New methods for adaptation of quadrature modulators and demodulators in amplifier linearization circuits, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 46, num. 3, pp. 707–716, 1997.
- [3] Anttila, L., Valkama, M. & Renfors, M., Blind Compensation of Frequency-Selective I/Q Imbalances in Quadrature Radio Receivers: Circularity -Based

- Approach, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing - ICASSP '07, vol. 3, pp. 245–248, 2007.
- [4] Asami, K., An algorithm to evaluate wide-band quadrature mixers”, 2007 IEEE International Test Conference, pp. 1–7, 2007.
- [5] Cong, J., Liu, B., et al, High-Level Synthesis for FPGAs: From Prototyping to Deployment, IEEE Trans. Computer-aided Design of Integrated Circuits and Systems., vol. 30, no. 4, pp. 473-791, 2011.
- [6] Dick, C., Harris, F., & Rice, M., FPGA Implementation of Carrier Synchronization for QAM Receivers, Journal of VLSI Signal Processing 36, pp. 57-71, 2004.
- [7] Erdogan, E. S., & Ozev, S., Single-Measurement Diagnostic Test Method for Parametric Faults of I/Q Modulating RF Transceivers, 26th IEEE VLSI Test Symposium (vts 2008), pp. 209–214, 2008.
- [8] Juarez-Cazares, S. A., Nuñez-Perez, J.C., et al, Sistema de Modulación Digital Compleja 256-QAM Basado en FPGA, Revista Aristas: Investigación Básica y Aplicada., Vol. 6, Núm. 11, pp. 99-105, 2017.
- [9] Klymyshyn, D. M., FPGA implementation of multiplierless M-QAM modulator, in Electronics Letters, vol. 38, no. 10, pp. 461-462, 2002.
- [10] Lee, C. P., Behzad, A., et al, A Highly Linear Direct-Conversion Transmit Mixer Transconductance Stage with Local Oscillation Feedthrough and I/Q Imbalance Cancellation Scheme, IEEE International Solid State Circuits Conference - Digest of Technical Papers, pp. 1450–1459, 2006.
- [11] Mattera, D., Paura, L., & Sterle, F., MMSE WL Equalizer in Presence of Receiver IQ Imbalance, IEEE Trans. Signal Process., vol. 56, no. 4, pp. 1735–1740, 2008.
- [12] Sen, S., Devarakond, S. K., & Chatterjee, A., Phase Distortion to Amplitude Conversion-Based Low-Cost Measurement of AM-AM and AM-PM Effects in RF Power Amplifiers, IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, vol. 20, no. 9, pp. 1602-1614, 2012.
- [13] Nash, E., Correcting imperfections in IQ modulators to improve RF signal fidelity, 2009.



- [14] Niubó-Aleman, T., Nuñez-Perez, J.C, et al, Diseño e implementación en un FPGA de un detector de fase para corregir el desequilibrio en señales I/Q, *ELECTRO*, Vol. 37, pp. 98-103, 2015.
- [15] Nuñez-Perez, J.C., Cardenas-Valdez, J.R., et al, Flexible test bed for the behavioural modelling of power amplifiers, *COMPEL*, vol. 33, no. 12, pp. 355-375, 2013.
- [16] Snelgrove, W. M., A novel adaptive mismatch cancellation system for quadrature IF radio receivers, *IEEE Trans. Circuits Syst. II Analog Digit. Signal Process.*, vol. 46, no. 6, pp. 789–801, 1999.

# **SINTONIZACIÓN DE UN CONTROLADOR PI APLICADO A UN HORNO EXPERIMENTAL A PARTIR DE LA IDENTIFICACIÓN DE MÚLTIPLES PUNTOS DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA UTILIZANDO UN ALGORITMO GENÉTICO**

***Cecilia de los A. Keb Chulin***

Universidad Autónoma de Campeche  
*al049145@uacam.mx*

***César I. Coyoc y Coyoc***

Universidad Autónoma de Campeche  
*al041261@uacam.mx*

***J. Rubén Lagunas Jiménez***

Universidad Autónoma de Campeche  
*jrlaguna@uacam.mx*

***Víctor M. Moo Yam***

Universidad Autónoma de Campeche  
*Victmmoo@uacam.mx*

## **Resumen**

En este trabajo se presenta una propuesta de sintonización de controladores PI a partir de la identificación de múltiples puntos de la respuesta en frecuencia de un sistema experimental. Los puntos identificados, los cuales se obtienen mediante el método basado en una prueba de escalón en lazo abierto, se utilizan para el diseño de controladores PI, y para modelar sistemas lineales mediante función de transferencia, proponiendo la estructura de un sistema de primer orden más un retardo. Ambos problemas son planteados como un problema de optimización no lineal de mínimos cuadrados sin restricciones. El problema de optimización se resuelve mediante un algoritmo genético simple.

**Palabras claves:** Algoritmo genético, controlador PI, optimización.

## **Abstract**

*This work presents a proposal for tuning PI controllers from the identification of multiple points of the frequency response taking into account an experimental system. The identified points, which are obtained by means of an open-loop step test, are used for the PI controllers design, and for modeling linear systems by transfer function, proposing the structure of a first-order system plus delay. Both problems are stated as a nonlinear least squares unconstrained optimization problem. The optimization problem is solved with a simple genetic algorithm.*

**Keywords:** Genetic algorithm, optimization, PI controller.

## **1. Introducción**

Los controladores PI o PID representan alrededor de un 90% de los controladores operando en el control de procesos industriales y la mayoría de ellos son PI, lo que hace al tema muy atractivo para investigadores e ingenieros de control [Åström, 1995]. No obstante, la sencillez de la estructura de estos controladores, se ha detectado que muchos de estos controladores que se encuentran operando, presentan un desempeño pobre [Åström,1995], [Kristiansson, 2006]. De lo anterior, en este trabajo se presenta una metodología para obtener el modelo matemático de sistemas reales y sintonizar controladores PI o PID robustos de un grado de libertad, que pueda contemplar una gama amplia de aplicaciones, principalmente en control de procesos y en robótica. Las posibles aplicaciones pueden ser de interés práctico y académico. Sobre este tema se han presentado trabajos muy importantes sin embargo, en su mayoría, los resultados presentados no incluyen pruebas en procesos reales [Liu, 2013].

La aplicación de los controladores en la industria es vital para su operación de manera eficiente. El controlador PI es la solución más común a los problemas prácticos de control. En este trabajo se obtiene el modelo matemático del horno experimental en base a la respuesta en lazo abierto de la planta real para una entrada escalón, la estructura propuesta es un sistema lineal de primer orden más retardo. Los parámetros se identificaron mediante el método de múltiples puntos de la respuesta en frecuencia y un método de optimización.

Se usó un algoritmo genético simple para resolver el problema de optimización. A partir del modelo matemático se obtuvo la Región de estabilidad para un controlador PI [Matusu, 2011]. Los parámetros del controlador PI se obtuvieron a partir de los puntos identificados de la respuesta en frecuencia, y mediante optimización mono-objetivo. El problema de optimización se resolvió mediante un algoritmo Genético simple.

## 2. Métodos

En [Wang, 1997] se presenta la idea original para obtener múltiples puntos de la respuesta en frecuencia de un proceso, mediante una prueba de relé en lazo cerrado, eliminando primero los componentes de corriente directa en la entrada y la salida, y luego aplicando la transformada rápida de Fourier (*FFT*) a las señales de entrada y salida de la planta. Para un sistema con respuesta al escalón en lazo abierto como se muestra en la figura 1, la entrada del proceso  $u(t)$  y la salida  $y(t)$  son registradas desde el momento inicial hasta que la salida del sistema alcanza el estado estacionario. Las señales  $u(t)$  y  $y(t)$  no son integrables ya que no tienden a cero en un tiempo finito. No pueden ser transformados directamente al dominio de la frecuencia utilizando la *FFT*. Para que las señales puedan ser transformadas, se multiplican las señales de entrada y de salida por una función exponencial  $e^{-\alpha t}$ , como se muestra en la figura 2.

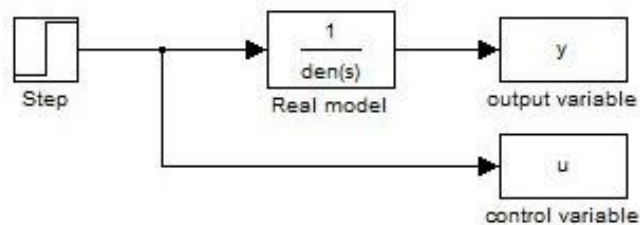


Figura 1 Respuesta al escalón en lazo abierto.

Así, tenemos ecuaciones 1 y 2.

$$\bar{u}(t) = u(t)e^{-\alpha t} \quad (1)$$

$$\bar{y}(t) = y(t)e^{-\alpha t} \quad (2)$$

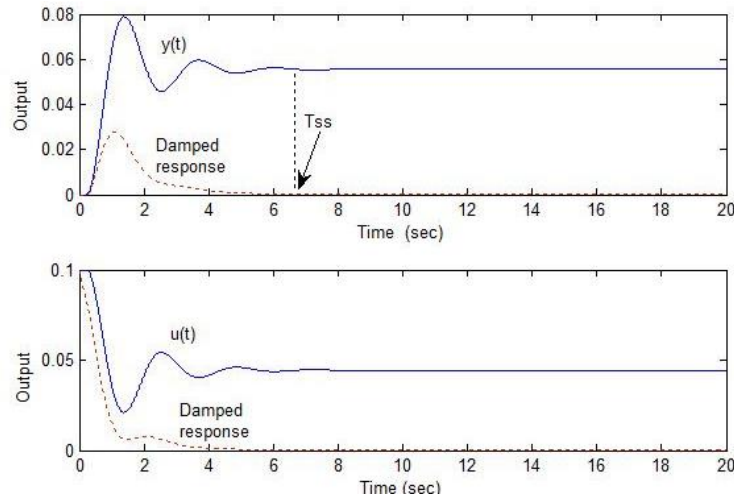


Figura 2 Señales de entrada y salida ( $y(t)$  y  $u(t)$ ).

Tal que  $\bar{u}(t)$  y  $\bar{y}(t)$  tenderán a cero exponencialmente cuando  $t$  tienda a infinito.

Aplicando la transformada de Fourier a las ecuaciones 2 y 3, se obtiene:

$$\bar{U}(j\omega) = \int_0^{\infty} \bar{u}(t)e^{-j\omega t} dt = \int_0^{\infty} \bar{u}(t)e^{-\alpha t} e^{-j\omega t} dt = U(j\omega + \alpha)$$

$$\bar{Y}(j\omega) = \int_0^{\infty} \bar{y}(t)e^{-j\omega t} dt = \int_0^{\infty} y(t)e^{-\alpha t} e^{-j\omega t} dt = Y(j\omega + \alpha)$$

Donde  $G(s) = Y(s)/U(s)$ , para  $s = j\omega + \alpha$ , se tiene ecuación 3.

$$G(j\omega + \alpha) = \frac{Y(j\omega + \alpha)}{U(j\omega + \alpha)} = \frac{Y(j\omega)}{U(j\omega)} \quad (3)$$

La función de transferencia  $G(j\omega + \alpha)$  dada por la Ecuación 3, puede ser obtenida con la técnica estándar de la FFT [Wang Q. , 1997]. Para obtener  $G(j\omega)$  a partir de  $G(j\omega + \alpha)$ , se aplica la FFT inversa de  $G(j\omega + \alpha)$  como se muestra en ecuación 4.

$$\tilde{g}(kT) := FFT^{-1}(G(j\omega + \alpha)) = g(kT)e^{-\alpha kT} \quad (4)$$

Se sigue entonces que la respuesta del proceso para una entrada escalón  $g(kT)$ :

$$g(kT) = \tilde{g}(kT)e^{\alpha kT}$$

Aplicando la FFT de nuevo a  $g(kT)$  se obtiene la respuesta en frecuencia del proceso:

$$G(j\omega) = FFT(g(kT))$$

El método puede identificar múltiples puntos de la respuesta en frecuencia con una sola prueba [Liu & Gao, 2010; Liu & Shao, 2012; Liu, Wang, & Huang, 2013; Padhy & Majhi, 2006; Wang & Y., 2001; Wang Q. , 1997] Los puntos identificados son utilizados para para obtener el modelo matemático de la planta y para sintonizar controladores PI o PID.

### Identificación y Modelado

Los puntos identificados se obtienen a partir de la respuesta escalón, en lazo abierto, de la planta experimental incluida en el módulo *DL 2155RGT1*, Marca *DE LORENZO*<sup>®</sup>. El módulo, mostrado en la figura 3, incluye un pequeño horno con un elemento de calentamiento, etapa de potencia y tres sensores de temperatura (termopar, termistor y termo-resistencia), además de los circuitos de interfaz correspondientes.

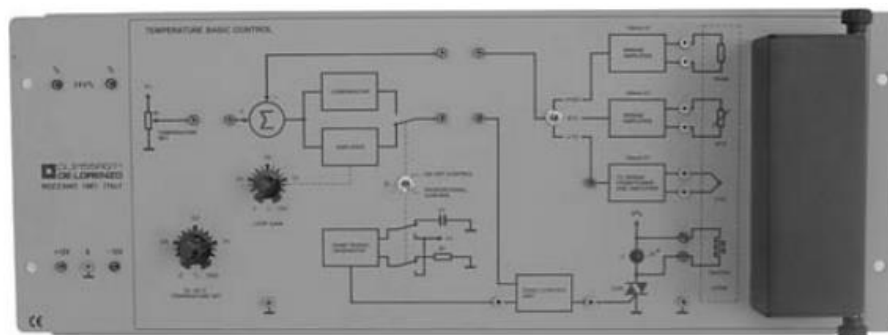


Figura 3 Módulo DL 2155RGT1.

El controlador PI o PID analógico se encuentra en el módulo DL 2155RGT2, mostrado en la figura 4. Este módulo incluye dos generadores de señales de referencia, un nodo de comparación y tres acciones de control (proporcional, integral y derivativa). Indicador digital de temperatura 100 mV/°C. Esta tarjeta es complementaria a la tarjeta DL2155RGT1 ya que usa su horno, el elemento de calentamiento y los transductores de temperatura. Alimentación: ±15 VDC, 100 mA y + 5 VDC, 150 mA.

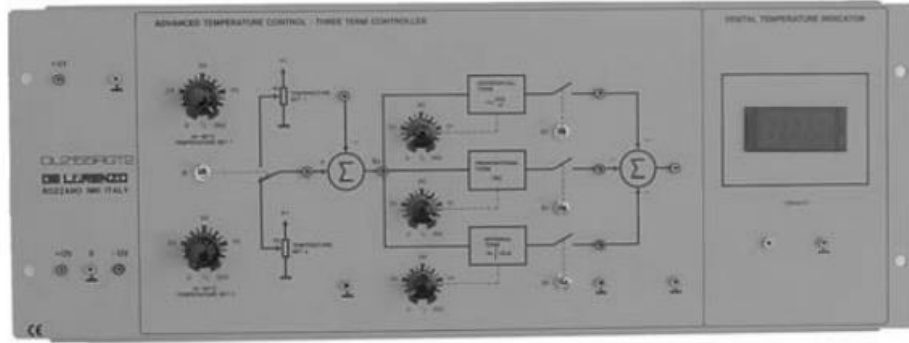


Figura 4 Modulo DL 2155RGT2.

Obtención de la Función de transferencia del Horno experimental

La estructura propuesta para la Planta experimental es un sistema lineal de primer orden más retardo, como se muestra en la ecuación 5. La ganancia estática está representada por  $k$ , La constante de tiempo por  $T$  y un retardo  $L$ .

$$G(s) = \frac{k}{Ts+1} e^{-Ls} \quad (5)$$

Para obtener el modelo matemático del horno experimental, Se requiere contar con la respuesta en frecuencia de la planta  $G(j\omega_i)$ ,  $i=1, 2, \dots, M$ , para que esta, tome la forma de  $G(s)$  dada por la ecuación 5, tal que

$$G_m(j\omega_i) = \frac{k}{T(j\omega_i) + 1} e^{-L(j\omega_i)}$$

Para  $i=1, 2, \dots, M$ , donde  $M$  es el número de puntos identificados

Entonces, es conveniente presentar a  $G_m(j\omega_i)$  en un arreglo como se muestra en la ecuación 6.

$$G_m'(j\omega_i) = \begin{bmatrix} \text{Real}(G_m(j\omega_i)) \\ \text{Imag}(G_m(j\omega_i)) \end{bmatrix} \quad (6)$$

Y los puntos identificados de  $G(j\omega)$ :

$$G'(j\omega_i) = \begin{bmatrix} \text{Real}(G(j\omega_i)) \\ \text{Imag}(G(j\omega_i)) \end{bmatrix}$$

La función objetivo [Gavin, 2013], [Griva, 2009], [Transtrum, 2012], se plantea por medio de la ecuación 7

$$y = \sum_1^m |G'_m(j\omega_i) - G'(j\omega_i)|^2 \quad (7)$$

Los parámetros de la planta se obtienen minimizando la función objetivo ( $y$ ), mediante un algoritmo genético simple [Jamshidi, 2003], [Holland, 1975].

### Diseño del Controlador PI

El sistema de control se muestra en la figura 5, donde  $C(s)$  corresponde al controlador  $PI$  y  $G(s)$  es el modelo del horno experimental.  $R(s)$  y  $V(s)$  son las señales de *Set-point* y Perturbación de carga respectivamente.

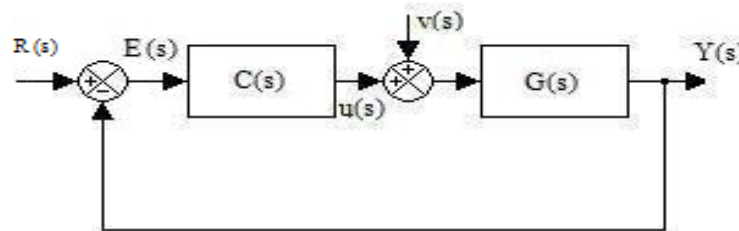


Figura 5 Sistema de control.

El modelo del controlador  $PI$ , es presentado por medio de la ecuación 8.

$$C(s) = kc \left( 1 + \frac{1}{tis} \right) \quad (8)$$

Para diseñar el controlador  $PI$ , Se utiliza el método de igualar la respuesta de lazo cerrado, en el dominio de la frecuencia, de la planta experimental en cascada con el controlador, con la respuesta deseada de una planta de segundo orden más un retardo.

Se supone que múltiples puntos de la respuesta en frecuencia del proceso  $G(j\omega_i)$ ,  $i = 1, 2, \dots, m$ , están disponibles. Las especificaciones de control pueden ser formuladas como una función de transferencia en lazo cerrado, ecuación 9.

$$H_d = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} e^{-Ls} \quad (9)$$

Donde  $L$  es el tiempo muerto aparente del proceso,  $\omega_n$  y  $\zeta$  dominan el comportamiento de la respuesta en lazo cerrado deseado. Los valores de  $\zeta$  y  $\omega_n L$  son 0.707 y 2 respectivamente, lo cual corresponde a un sobrepaso de la



respuesta, para una entrada escalón de alrededor del 5%, el margen de fase es de  $60^\circ$  y el margen de ganancia es de 2.2 [Liu, 2013]. La función de transferencia en lazo abierto correspondiente a  $H_d$  es:

$$G_d = \frac{H_d}{1 - H_d}$$

El diseño del controlador  $C(s)$  es de tal forma que  $CG(s)$  es igualado a  $G_d$  en el dominio de la frecuencia, tanto como sea posible. Entonces, el sistema resultante tendrá el funcionamiento deseado. El controlador PI deseado, se puede obtener minimizando la función objetivo [Gavin, 2013], mostrada en la ecuación 10.

$$y = \sum_1^m |CG'(jw_i) - G'_d(jw_i)|^2 \quad (10)$$

En este trabajo, la función objetivo es minimizada por medio de un algoritmo genético simple, usando la caja de herramientas de optimización incluida en MATLAB®. El intervalo para los valores de los parámetros del controlador PI, es obtenido a partir de la Región de estabilidad para un controlador PI [Matusu, 2011].

### 3. Resultados

El modelo matemático de la Planta experimental se obtuvo a partir de minimizar la función objetivo, dada por la ecuación 7. La función de transferencia del horno está representada por la ecuación 11.

$$G(s) = \frac{2.12}{369s+1} e^{-25.5s} \quad (11)$$

El modelo matemático se obtuvo a partir de la identificación de algunos puntos de la Respuesta en Frecuencia. En la figura 6 se muestran los puntos identificados en el dominio de la frecuencia.

La Región de estabilidad, mostrada en la figura 7, para el controlador PI fue obtenida de acuerdo a [Matusu, 2011].

Los Intervalos de los parámetros k, T y L, que fueron dados como datos al algoritmo genético son: Inferior= [0, 0, 0] y Superior= [10, 1000, 50]. Los valores óptimos que se obtuvieron son: k=2.12, T=369.6 y L=25.5.

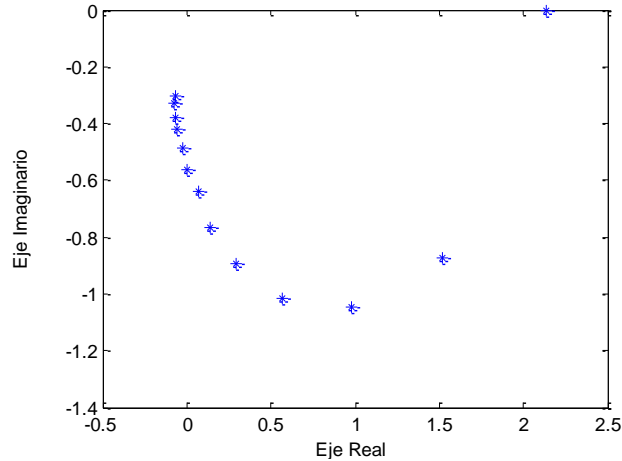


Figura 6 Puntos identificados en el dominio de la frecuencia.

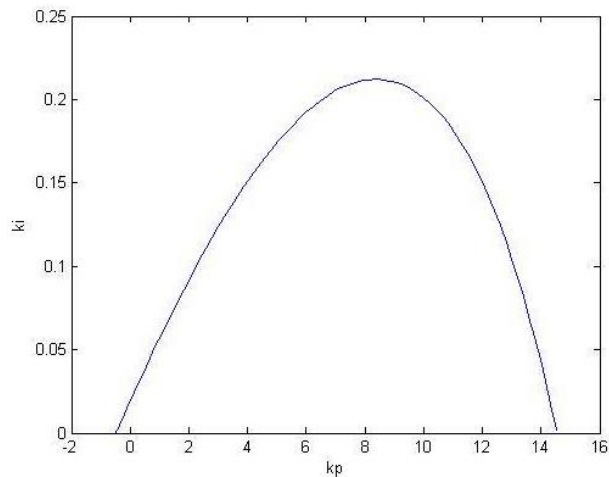


Figura 7 Región de estabilidad para el controlador *PI*.

Los parámetros del Algoritmo Genético fueron:

- No de Generaciones: 1000
- Tamaño de la Población: 70
- Probabilidad de Cruzamiento: 0.8

### Desempeño del Controlador *PI*

Los Intervalos de los parámetros  $k_c$  y  $k_i$  que fueron dados como datos al algoritmo genético son: Inferior= [0 0] y Superior= [10 0.2]. Estos valores son considerados, en base a la Región de estabilidad mostrada en la figura 7. El valor del tiempo muerto aparente ( $L$ ) fue de veinte.

Los valores óptimos que se obtuvieron son:  $k_c=4.4$  y  $k_i=0.027$ .

Los parámetros del Algoritmo Genético fueron:

- No de Generaciones: 300
- Tamaño de la Población: 70
- Probabilidad de Cruzamiento: 0.8

Con el controlador *PI* sintonizado se obtuvo la respuesta en el tiempo del sistema de control de temperatura del horno experimental, como se muestra en la figura 8, en esta figura se aprecia la respuesta al escalón de entrada de referencia (*Set-point*) y la perturbación de carga, que se presenta en un tiempo de 1740 segundos. Los principales valores de la respuesta al cambio de referencia son: Máximo sobrepaso 10%, tiempo de máximo sobrepaso 192 segundos y tiempo en estado estable de alrededor de 700 segundos. El valor de la perturbación de carga es de 2.

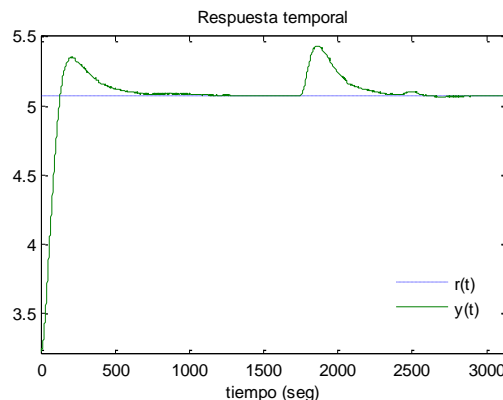


Figura 8 Señales de variable controlada para entradas de referencia y perturbación carga.

En la figura 9 se presentan las señales de Error, de control y de perturbación de carga. En esta figura se puede apreciar que la forma de la señal de perturbación de carga, se da como una señal escalón de valor igual a dos. En la misma figura 9 se aprecia que la señal de error tiende a cero, por lo cual se concluye que el error en estado estable es igual a cero.

En la figura 10 se presentan todas las señales obtenidas en la prueba que se hizo al sistema de control y las cuales fueron obtenidas a través de una tarjeta de adquisición de datos de 12 bits de resolución y el Software DASY-LAB®.

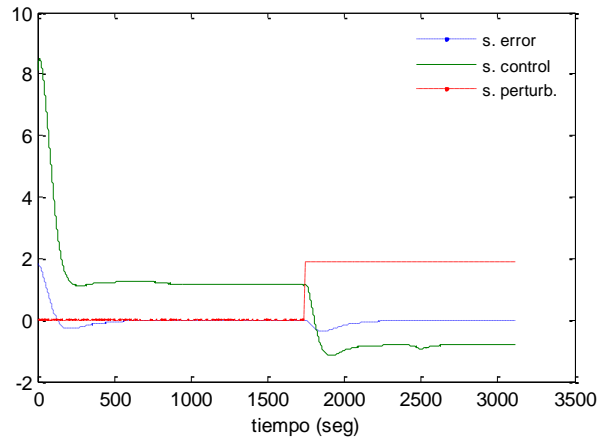


Figura 9 Señales de: Error, Control y Perturbación de carga.

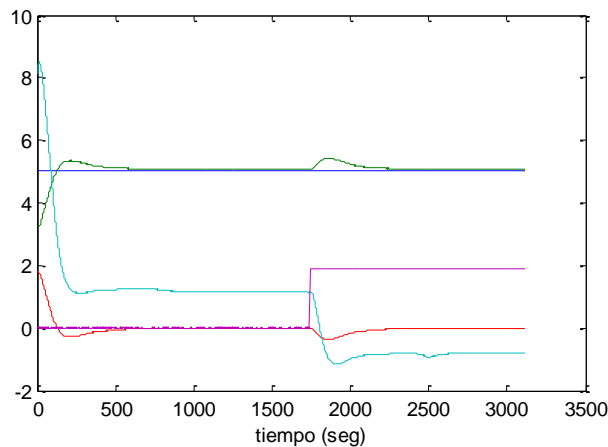


Figura 10 Todas las señales involucradas en el control de temperatura.

#### 4. Discusión

La mayoría de los trabajos sobre el diseño de controladores basados en la identificación de múltiples puntos de la respuesta en frecuencia presentan sus resultados por medio de simulaciones. En esta investigación se abordó una aplicación de control a una planta real, con todas las implicaciones técnicas que conlleva. A pesar de que se tuvo que agregar un sumador externo al módulo de control, para poder aplicar la señal de perturbación de carga  $v(t)$ , como se muestra en la figura 5, los valores de la variable controlada (temperatura), son totalmente congruentes con las especificaciones de control, dadas por los valores de  $\zeta$  y  $\omega_n L$  en la ecuación 9, los cuales son: 0.707 y 2 respectivamente. Estos valores de  $\zeta$  y  $\omega_n L$  corresponden a un sobrepaso máximo, de la respuesta a una entrada

escalón, de alrededor del 5%, margen de fase de  $60^\circ$  y margen de ganancia de 2.2. Los valores que se obtuvieron para el Margen de fase fueron de  $34.5^\circ$ , y margen de ganancia igual a 2.46. En cuanto al Máximo sobrepaso fue de alrededor del 10%, como se puede apreciar en la figura 8. De acuerdo a las especificaciones y al desempeño del controlador, se puede ver que las diferencias no son significativas, considerando que la Planta experimental contiene dinámicas no consideradas en el modelo matemático. Otro aspecto no considerado en trabajos parecidos a este, es la prueba de perturbación de carga. Otro aspecto importante a considerar en los sistemas de control es la saturación del actuador. En los resultados obtenidos se puede observar que la salida de control se mantiene dentro de los valores adecuados, por lo que el actuador no se satura. Finalmente se puede ver en la figura 8 que la variable controlada varía de forma suave y definida.

## 5. Conclusiones

Es importante mencionar que tanto la función de transferencia como la sintonización del controlador *PI*, se obtuvieron en base a la identificación de múltiples puntos de la respuesta en frecuencia, de la Planta experimental, donde los datos en el dominio del tiempo, de entrada y salida de la Planta, fueron convertidos al dominio de la frecuencia mediante la *FFT*. Los resultados de las pruebas al cambio de referencia y perturbación de carga son satisfactorios, como lo demuestran las curvas presentadas en las figuras 8, 9 y 10. En el problema de sintonización del controlador, vale la pena resaltar, que el espacio de búsqueda válido para el problema de optimización, fue considerado en base a la Región de Estabilidad del controlador *PI*. Por los resultados, se puede concluir también que, un controlador *PI* es suficiente para controlar procesos que se comportan como sistemas de primer orden más retardo. Para trabajos futuros vale la pena abordar el problema de control como un problema de optimización multiobjetivo, donde un objetivo este en relación con la respuesta al *Set-point* y el otro al rechazo de la perturbación.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Åström, K., & Hägglund, T., PID Controllers: Theory, Design and Tuning. North Carolina: Instrument Society of America, 1995
- [2] Gavin, H., The Levenberg-Marquardt, Method for nonlinear least squares curve-fitting problems. Department of Civil and Environmental Engineering Duke University, 2013.
- [3] Griva, I., Nash, S., & Ariela, S., Linear and Nonlinear Optimization. Society for Industrial Mathematics, 2009.
- [4] Holland, J., Adaptation in Natural and Artificial Systems. Michigan: University of Michigan Press, 1975.
- [5] Jamshidi, M., Coelho, L., Santos, D., Krohling, R.A, & Fleming, P., Robust Control Systems With Genetic Algorithms. CRC Press LLC, 2003.
- [6] Kristiansson, B., & Lennartson, B., Robust tuning of PI and PID Controllers. IEEE Control Systems Magazine, 55-69, 2006.
- [7] Liu, T., & Gao, F., A frequency domain step identification method for continuous-time. Journal of Process Control, 800-809, 2010.
- [8] Liu, T., & Shao, C., Closed-loop step identification of low-order continuous-time process model with time delay for enhanced controller autotuning. Int. J. Systems, Control and Communications, 225-249, 2012.
- [9] Liu, T., Wang, Q., & Huang, H., A tutorial review on process identification from step or relay feedback test. Journal of Process Control, 1597-1623, 2013.
- [10] Shin, G., Song, Y., Lee, T., & Choi, H., Genetic Algorithm for Identification of Time Delay Systems from Step Responses. International Journal of Control Automation and Systems, 79-85, 2007.
- [11] Matusu, R., Computation of Stability Regions for PID Controllers. WSEAS, 210- 213, 2011.
- [12] Padhy, P., & Majhi, S., Relay based PI\_PID design for stable and unstable FOPDT processes. Computer & Chemical Engineering, 790-796, 2006.

- [13] Transtrum, B., & Sethna, J., Improvements to the Levenberg-Marquardt algorithm for nonlinear least-squares minimization. *Journal of Computational Physics*, 2012.
- [14] Wang, Q., Process Frequency Response Estimation from Relay Feedback. *Control Eng. Practice*, 1293-1302, 1997.
- [15] Wang, Q., & Y., Z., Robust identification of continuous systems with dead time from step responses. *Automatica*, 377-390, 2001.

# **A NEURO-FUZZY BASED CONTROL OF A SIMULATED SOFC IN A GRID CONNECTED ENVIRONMENT**

***Sohail Khan***

Universidad Nacional Autónoma de México

*sohailmomand6@gmail.com*

***Juan Carlos Olivares Galvan***

UAM Azcapotzalco

*jolivaresgalvan@gmail.com*

***Rafael Escarela-Perez***

UAM Azcapotzalco

*r.escarela@ieee.org*

## **Resumen**

En este trabajo de investigación, la celda de combustible de óxido sólido (SOFC), con una potencia nominal de 50 kW, está conectada con el inversor de voltaje (VSI) y la técnica de conmutación aplicada al control de corriente de histéresis. Los controladores Estándar del Modelo Aditivo (SAM) Neuro-Fuzzy y PI se emplean por separado para controlar la demanda de potencia activa y reactiva de la red. La potencia real y la potencia reactiva se controlan mediante la manipulación de las corrientes de los ejes  $d$  y  $q$ , respectivamente. Se encontró que tanto Neuro-Fuzzy como los controladores PI son capaces de controlar la demanda de potencia activa y reactiva de la red, pero la primera sustituye a la última. La tensión de salida y las formas de onda de corriente del inversor se simulan para suavizarlas y hacerlas deseables para el acoplamiento con la red. La estrategia de control desacopla la potencia real y reactiva y asegura su flujo independiente en la red. Toda la configuración se simula en MATLAB / Simulink.

**Palabras Claves:** Celda de combustible de óxido sólido, control Neuro-Fuzzy, modelo de aditivo estándar, control de potencia activa y reactiva.



## **Abstract**

*In this research paper, a Solid Oxide Fuel Cell (SOFC), rated at 50 kW, is interfaced with grid through Voltage Source Inverter (VSI) and switching technique applied is Hysteresis Current Control. Standard Additive Model (SAM) based Neuro-Fuzzy and PI controllers are separately employed to control the Active and Reactive power demand of grid. The real and reactive powers are controlled by the manipulation of  $d$  and  $q$  axis currents, respectively. It was found that both Neuro-Fuzzy and PI controllers are capable in controlling the demand Active and Reactive powers of grid but the former supersede the latter. The output voltage and current waveforms of the inverter are simulated for smoothness in order to make it desirable for coupling with the grid. The control strategy decouples the real and reactive power and ensures their independent flow in the grid. The whole setup is simulated in MATLAB/Simulink.*

**Keywords:** *Active and Reactive power control, Neuro-Fuzzy Control, solid Oxide Fuel Cell, standard Additive Model.*

## **1. Introduction**

Neo-liberal market and environmental concern have convinced the utilities and researchers at the global level to exploit the technologies which are less expensive, efficient, and environment friendly. The introduction of the Distributed Generation (DG) systems powered by the fuel cells, micro turbines and photovoltaic cells are among the steps towards this end. These DG systems are gaining popularity due to their high operating efficiency, improved reliability and a lower emission of harmful gasses. An enhanced efficiency and power quality even in peak-loads has attracted the customers. On the other hand, the utilities are served by alleviating the cost required for the installation of new transmission lines. Hence, both the utilities and end-users are benefited by DG [Asadi et al., 2014] [Khan, 2015].

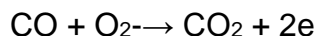
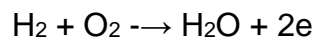
The demand for the renewable energy is increasing due to the increasing need of electrical energy. The benefits like: environmental friendliness, reduction of transmission losses, peak load shaving, and it's utility as backup sources further

compliment the usefulness of the renewable energy resources [Kang et al., 2011]. Among several DG sources, fuel cells are generally conceived compatible as these are modular and having high efficiency with no harmful emissions [Vaishampayan et al., 2014].

The time-varying grid demand and withdrawal of reactive power from the generating system certainly affect the current and voltage waveforms and causes the harmonics behavior. This research paper aims to satisfy the time-varying grid demand while removing the harmonics from the voltage waveform. The D Q control strategy is implemented using two controllers (PI and SAM based Neuro-Fuzzy, separately) and their performance are evaluated on the basis of tracking time.

SOFC is a device which converts chemical energy of hydrogen into electric power. Among different types of fuel cells, it has a very high operating temperature which enlists SOFC in the most favorable technologies especially for stationary applications. Also, there is no need of a precious metal as a catalyst. The solid state electrolyte of SOFC adds some distinct qualities to it. Unlike other fuel cells, the stack of SOFC does not have to be fabricated in plate like configuration. In comparison with Molten Carbonate Fuel Cells (MCFC), it has a very low corrosion with no water management issues as in PEMFC [Mekhilef et al., 2012]. It can be operated on variety of fuels other than hydrogen because it can re-form the fuel internally.

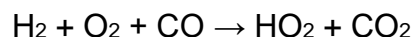
The reactions take place in the system are given bellow,



While the reaction take place at anode is given bellow,



The overall reaction can be presented as,



In this section, mathematical modeling of SOFC has been given. The model is based on the Nernst's equation. The following assumptions have been made while developing this model:

- No loss of gases.
- The temperature of SOFC is constant

Considering the losses such as, ohmic loss, concentration loss and activation loss, the stack output voltage can be written as equation 1 [Bhuyan, 2011].

$$V_{dc} = V_0 - rI - \eta_{act} - \eta_{con} \quad (1)$$

Where,  $V_0$  represents the open-circuit reversible potential in volts,  $r$  represents resistance in ohms and  $I$  is the current in amperes,  $\eta_{act}$  is activation drop in volts, and  $\eta_{con}$  represents the losses due to concentration in volts.

The behavior of SOFC is defined by Nernst's equation given below, equation 2.

$$V_0 = N_0 \left[ E^0 + \frac{RT^0}{2F} \ln \frac{x_{H_2} x_{O_2} x_{O_2}^{\frac{1}{2}}}{x_{H_2O}} \right] \quad (2)$$

In the equation 2,  $E^0$  represents the standard reversible cell potential,  $x_i$  is the mole fraction of species,  $F$  is Faraday's constant in Coulomb per kilo mole,  $T$  represents the stack temperature in Kelvin, and  $N_0$  is the number of cells present in the stack.

Rest of the paper is organized in the following manner. In section 2, SOFC is discussed followed by section 3 with its dynamic modeling. In section 4, the power conditioning unit is explained followed by section 5, in which the control strategy is discussed. Neuro-fuzzy controller is presented with its respective modeling in section 6. The simulation results and conclusion are given in section 7 and 8 respectively.

## 2. Methods

### Power Conditioning Unit Model

The voltage source inverter (VSI) and Hysteresis Current Control forms the power conditioning unit. This unit performs the control action and transforms the DC output of the SOFC into AC.

The VSI is directly connected to convert the fuel cell direct voltage into alternating thus alleviating the cost and reducing the loss associated with the DC/DC

converter. This is achieved by using the hysteresis current control technique where a power switch is operated at a high frequency.

The mathematical representation of output voltage with modulation index being a domain is modeled as equation 3.

$$V_{ac} = mV_{cell}\angle\delta \tag{3}$$

While real and reactive power are as equations 4 y 5.

$$P_{ac} = \frac{mV_{cell}V_s}{X} \sin \delta \tag{4}$$

$$Q = \frac{(mV_{cell})^2 - mV_{cell}V_s \cos \delta}{X} \tag{5}$$

In the expressions 3, 4 and 5,  $V_{ac}$  represents the alternating voltage,  $m$  represents the modulation index of the inverter,  $\delta$  is the phase angle,  $P_{ac}$  and  $Q$  are the AC output active and reactive power from the inverter, respectively.  $V_s$  represents the terminal voltage, and  $X$  is the reactance of the line. The diagram of the whole setup is shown in figure 1.

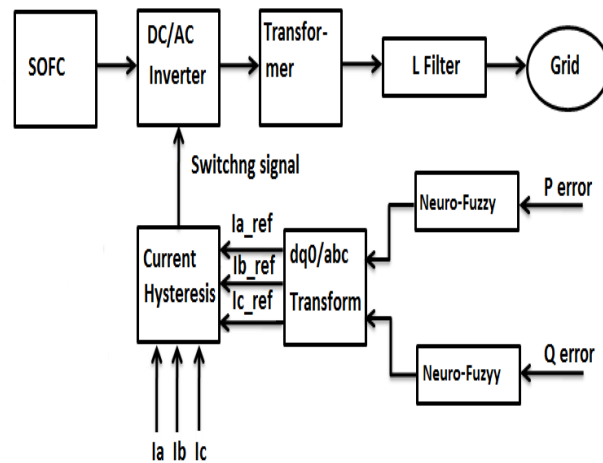


Figure 1 Schematic diagram of the proposed work.

### Control Strategy for Grid Connected Inverter

The dq decouple control strategy is employed in this research paper. In this strategy, the active power is proportional to d-axis current while reactive power to

q-axis current. Thus, the real power is controlled by the manipulation of d-axis current and reactive power is controlled by the manipulation of q-axis current. Neuro-Fuzzy receives the P and Q error which is the difference between the demand and power flowing in the bus. The controller output is given to the d-axis (direct axis). Similarly, Q error is given to the q-axis (quadrature axis).

The synchronously rotating currents  $I_d$  and  $I_q$  are transformed into three phase currents by employing dq0/abc transformation. The mathematical representation of the aforementioned transformation is given in equation 6 [Diab et al., 2012].

The same strategy is applied for the PI and its performance is compared with Neuro-Fuzzy.

$$\begin{bmatrix} I_{a(ref)} \\ I_{b(ref)} \\ I_{c(ref)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (6)$$

Where  $I_{ref}$  are the three reference currents,  $I_{a(ref)}$ ,  $I_{b(ref)}$ , and  $I_{c(ref)}$  and  $I_{means}$  are the grid currents  $I_a$ ,  $I_b$  and  $I_c$ .

### Neuro-Fuzzy Network

The Neuro-Fuzzy [Nauck et al., 1997] is the fusion of Fuzzy logic and Neural networks. The total numbers of layers are four in this research work demonstrated in figure 2.

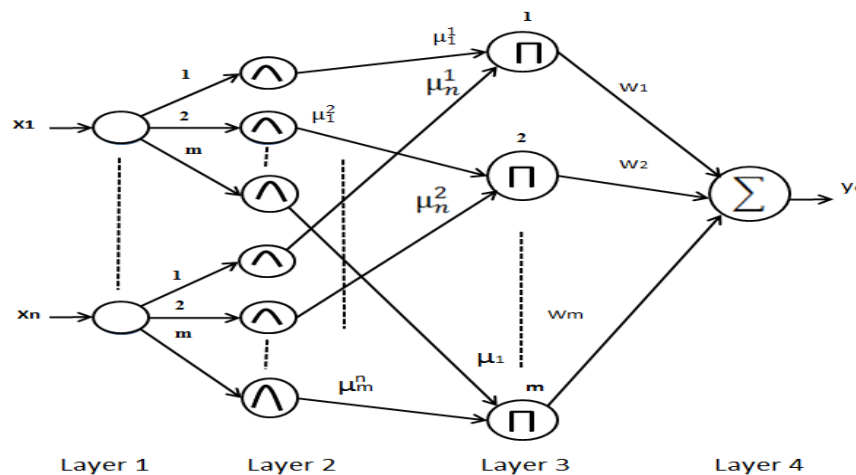


Figure 2 Fuzzy Neural network Architecture.

In the figure, Layer 1, layer 2, layer 3, and Layer 4 are the input, fuzzification, rule and defuzzification, respectively. . There are two rules in the algorithm, “If” is the antecedent part and “then” is the consequent part.

The rules defined can generally be expressed as equations 7.

$$\begin{aligned} \text{Rule 1: If } A \text{ is } A_1 \text{ and } B \text{ is } B_1 \text{ then } y \text{ is } y_i \\ \text{Rule 2: If } A' \text{ is } A'_1 \text{ and } B' \text{ is } B'_1 \text{ then } y' \text{ is } y'_i \end{aligned} \quad (7)$$

### Standard Additive Model

Standard Additive Model, proposed by [Kosko, 1997], gets fuzzy inferences and is used for the approximation of fuzzy models as equation 8.

$$F(x) = \text{Centroid} \left( \sum_{i=1}^m h_i w_i(x) B_j \right) = \frac{\sum_{i=1}^m h_i w_i(x) V_i c_i}{\sum_{i=1}^m h_i w_i(x) V_i} = \sum_{i=1}^m p_i(x) c_i \quad (8)$$

In equation 8,  $h_i$  is the  $i_{th}$  weight.

The weight of the rule can be used to increase the usability and significance of the corresponding rule. In majority of the cases, it is considered as  $h_1 \dots \dots \dots h_m = 1$  and hence, the equal contributions of rules are considered.  $V_i$  represents the volume of the consequent,  $c_i$  represents the centroid of consequent,  $w_i(x)$  represents the antecedent membership function and  $p_i(x)$  represents the degree of fire:

- Parameters updating in SAM: This model updates its parameters by shifting the path of rules to extrema or bumps and covers the area.

Adaptive SAM has a capability to search for the best approximation accuracy by finding out the most suitable rule structure. It is achieved by the adaptation or tuning the antecedents like membership functions, mean and variance with the consequent parameters like centroid and volume. Hence, the best approximation accuracy is obtained through tuning of the parameters.

In adaptive SAM, the tuning of parameters can be obtained using supervised learning. The parameters of the SAM are estimated using the

model equations and tuned by applying the gradient descent algorithm. The goal is to lower the square of error, equation 9.

$$E_k = \frac{1}{2}(y_k - t_k)^2 \quad (9)$$

The update process required for determining the fuzzy rules has a direct relation with the non-linearity of the output of the controllers. This non-linearity is tuned through altering the defined parameters that are position and spread of membership function. In short, the error is minimized by updating the parameters. There are different membership functions to be used as antecedent. In this research work, the function used is Gaussian and can be mathematically represented as equation 10.

$$w_j(x_i) = \exp \left\{ - \sum_{j=1}^m \left[ \frac{x_i - m_{ij}^*}{\delta_{ij}} \right]^2 \right\} \quad (10)$$

The means of the antecedent, centroid and volume can be derived by using chain rule. The equation of the mean can be derived as equations 11.

$$\frac{\partial E_k}{\partial m_{ij}^*} = \frac{\partial E_k}{\partial F} \frac{\partial F}{\partial w_i} \frac{\partial w_i}{\partial m_{ij}^*} \quad (11)$$

$$m^*_{ij}(t+1) = m^*_{ij}(t) + 2 \alpha \epsilon p_j(x) [c_j - F(x)] \frac{x - m^*_{ij}}{\delta_{ij}^2}$$

Similarly, the equation of variance of the antecedent part can be derived as equations 12.

$$\frac{\partial E_k}{\partial \delta_{ij}} = \frac{\partial E_k}{\partial F} \frac{\partial F}{\partial w_i} \frac{\partial w_i}{\partial \delta_{ij}} \quad (12)$$

$$\delta_{ij}(t+1) = \delta_{ij}(t) + 2 \alpha \epsilon p_j(x) [c_j - F(x)] \frac{(x - m^*_{ij})^2}{\delta_{ij}^3}$$

The equation of the centroid can be derived as equations 13.

$$\frac{\partial E_k}{\partial c_j} = \frac{\partial E_k}{\partial F} \frac{\partial F}{\partial c_j} \quad (13)$$

$$c_j(t+1) = c_j(t) + \alpha \epsilon p_j(x)$$

Similarly, the update equation of volume can be derived as equations 14.

$$\frac{\partial E_k}{\partial V_j} = \frac{\partial E_k}{\partial F} \frac{\partial F}{\partial V_j}$$
$$V_j(t+1) = V_j(t) + \alpha e [c_j - F(x)] \frac{p_j(x)}{V_j} \quad (14)$$

While F represents the output.

- Back propagation based adaptive SAM: The learning process of adaptive SAM involves two steps: the forward pass and backward pass.

In the first step, the current degree of fire of rules, the  $h_i$ 's, their normalized values  $p_i$ 's and the estimated output of fuzzy model F are calculated. Also, the current estimates  $y_i^*(k)$ ,  $m_{ij}^*$  and  $\delta_{ij}(k)$  of unknown parameters  $y_i^*(k)$ ,  $m_{ij}^*$  and  $\delta_{ij}(k)$  are used. Where  $y_i^*(k)$  represent the consequent parameters having centroid and volume.

In the second step, the current parameters estimates  $y_i^*(k)$ ,  $m_{ij}^*$  and  $\delta_{ij}(k)$  according to the learning rules, equations 11 a equations 14.

### 3. Results y Discussions

The set up consists of SOFC stack (rated at 50 kW), Power Conditioning Unit, Transformer, Filter, grid and Control units. The 50 kW is scaled at 1 p.u. The simulations are carried out at a constant temperature of the stacks at 1273 K. The real and reactive power delivered to the grid is shown in figures 3 and 4, which closely tracks the load profile. The slight gap, however, can be seen between the demand and power supplied by the SOFC based system. This gap is due to the time taken by the stacks to adjust chemical reaction and controller to minimize the error. The control strategy enables the SOFC based system to deliver both the power simultaneously which is shown in figure 5. The flow of real and reactive power is independent of each other.

The switching action and the time varying grid demand causes some harmonics in the output three phase voltage waveform which is shown in figure 6. This waveform is not only feasible for grid coupling but also affect the operating life of SOFC.



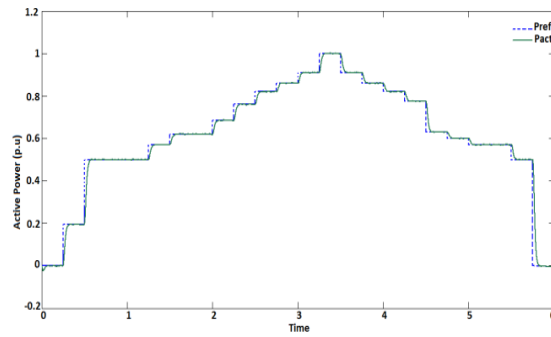


Figure 3 Tracking of active power demand of Grid.

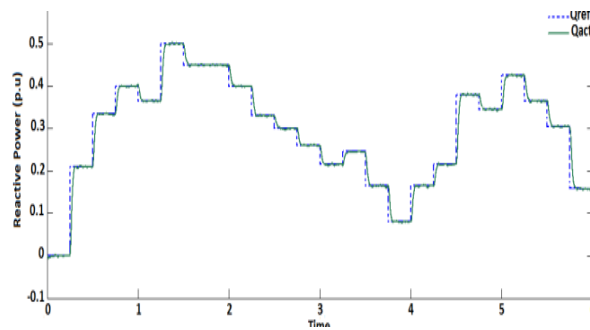


Figure 4 Tracking of reactive power demand of grid.

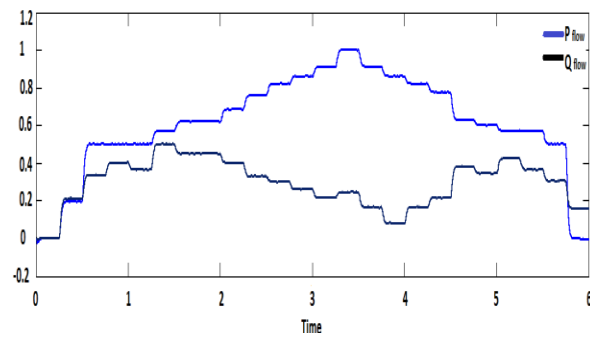


Figure 5 Independent flow of real and reactive power.

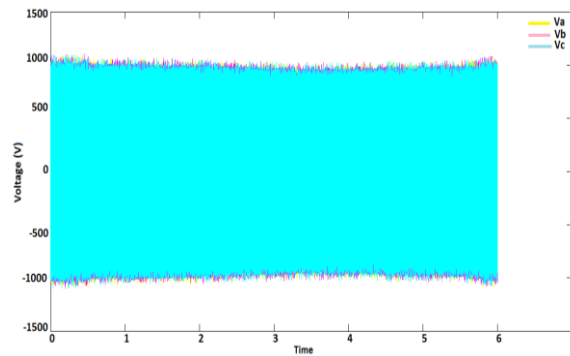


Figure 6 Unfiltered voltage waveform of VSI.

The L filter is connected between VSI and grid so as to remove the undesirables from output waveform of the inverter. The output waveforms of the voltage and its corresponding current of the VSI after employing L filter are shown in figure 7 and 8 respectively. The series inductor is working as a low pass filter which removes the harmonics thus keeping the waveform desirable for the load. The reference load profile is tracked by injecting the controlled current into the grid while keeping the peak of voltage at constant. The controller, control strategy and filter are successful in fulfilling the requirement of load and grid.

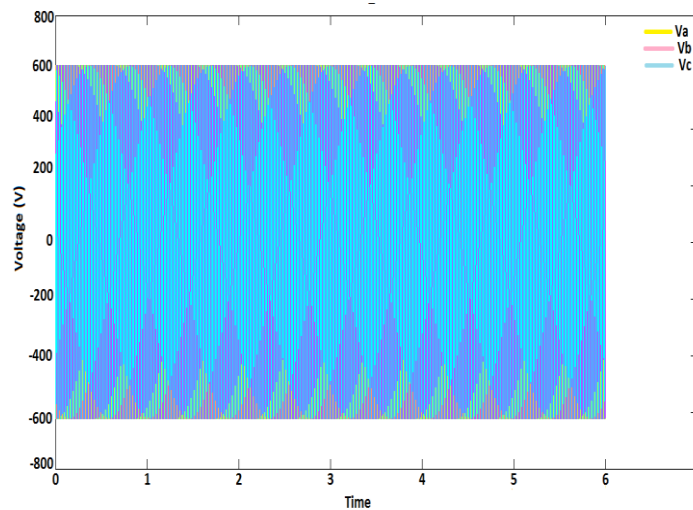


Figure 7 Filtered voltage waveform of VSI.

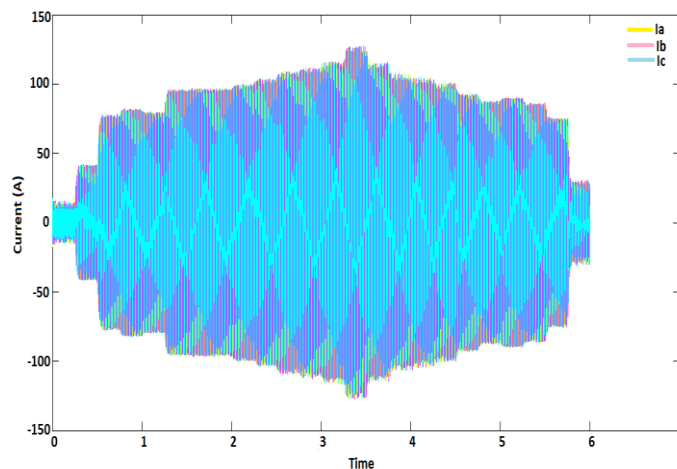


Figure 8 Current injected to the grid.

The above simulations are carried out using Neuro-Fuzzy controllers. Finally, the comparison between PI and Neuro-Fuzzy controller is shown in figure 9. It is shown for a short duration of 1 second with a step reference in order to visualize the performance of both controllers. Thus, it can be clearly seen in the figure that the Neuro-Fuzzy controller outperforms the PI in tracking the reference demand. Thus, Neuro-Fuzzy supersedes PI.

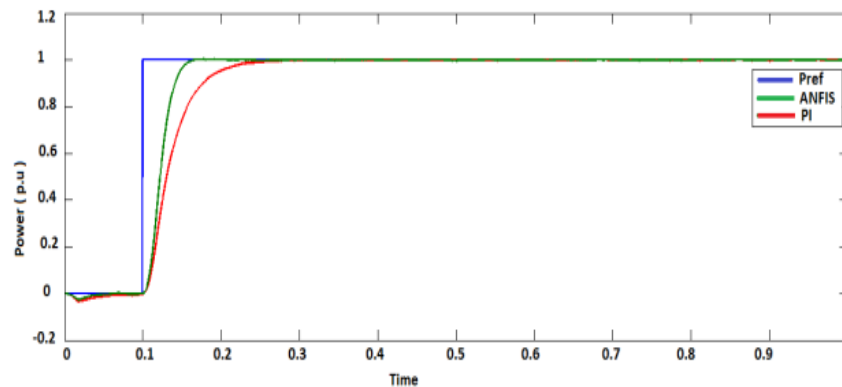


Figure 9 Performance comparison of Neuro-Fuzzy and PI for a step input.

## 5. Conclusion

In this research paper, the SOFC was coupled with the grid through the VSI and its corresponding control units. Two different controllers, Neuro-Fuzzy and PI, were tested for tracking the time-varying grid demand. It was found that both the controllers are capable in tracking the grid demand with the Neuro-Fuzzy being preferred for its better performance. Furthermore, with the use of L filter, the output three phase voltage waveform of the VSI is free of harmonics, and thus feasible for feeding into the grid. The strategy proposed in this work can be exploited in effectively coupling the SOFC with the grid. As a future work, the strategy needs to be tested for the higher ratings of power, however.

## 6. Bibliography and References

- [1] Bhuyan, K. C., Mahapatra, K. K., An intelligent control of solid oxide fuel cell voltage, 2011 International Conference on Power and Energy Systems (ICPS), pp.1,6, 22-24, December 2011.

- [2] Asadi, A., Mahmud, F., Moein, M, Techno-economic considerations on distributed generations (DGs) planning studies in power distribution systems, 2014 19th Conference on Electrical Power Distribution Networks (EPDC), vol., no., pp.82,87, 6-7, May 2014.
- [3] Diab, H., El-Helw, H., Talaat, H., Intelligent Maximum Power Tracking and Inverter Hysteresis Current Control of Grid-connected PV Systems, IEEE 2012, International Conference on advances in Power Conversion and Energy Technologies (APCET), pp. 1-5, 2-4, Aug. 2012.
- [4] Kang, H., Qingli, S., Zhengqui, W., Discussion on advantages and disadvantages of distribution generation connected to grid, IEEE 2011, International Conference on Electrical and Control Engineering (ICECE), 10.1109/ICECENG, pp. 170-173, 2011.
- [5] Khan, Z. W., and Khan, S., Analyzing the impacts of Distributed Generation on power losses and voltage profile, 2015 International Conference on Emerging Technologies (ICET), Peshawar, pp. 1-4, 2015.
- [6] Kosko, B., Fuzzy Engineering. Upper saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1997.
- [7] Mekhilef, S., Saidur, R., & Safari, A, Comparative study of different fuel cell technologies, Renewable and Sustainable Energy Reviews, pp.981-989, 2012.
- [8] Nauck, D., Klawon, F., Kruse, R., Foundation of Neuro-Fuzzy Systems, J. Wiley and sons, 1997.
- [9] Vaishampayan, V., Vangari, A., Shah, J., Challenges and opportunities of affordable Fuel Cell for distributed generation, 1st International Conference on Non Conventional Energy (ICONCE), 10.1109/ICONCE, 6808734, pp. 319-323, 2014.

# **SISTEMA DE MONITOREO PARA UN EQUIPO DE ESTUDIOS DE TIEMPOS Y MOVIMIENTOS**

***José Antonio Lara Chávez***

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco *jalch@correo.azc.uam.mx*

***Miguel Magos Rivera***

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco  
*mrm@correo.azc.uam.mx*

***Miguel Ángel Figueroa Sánchez***

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco  
*miguelfisan@gmail.com*

***Miguel Ángel López Ontiveros***

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco  
*mlopez@correo.azc.uam.mx*

***Lisaura Walkiria Rodríguez Alvarado***

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco  
*lwra@correo.azc.uam.mx*

***Jesús Loyo Quijada***

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco  
*lqj@correo.azc.uam.mx*

## **Resumen**

Los laboratorios de Ingeniería Industrial de la UAM-Azcapotzalco cuentan con equipos que sirven como apoyo para la enseñanza de asignaturas relacionadas con el estudio y mejoramiento de la productividad de procesos industriales. En este artículo se describe el diseño y construcción de un sistema que permite desplegar en una pantalla información asociada al desarrollo de experimentos relacionados con el estudio de tiempos y movimientos. El prototipo construido obtiene información del equipo encargado de controlar la secuencia de operación del sistema didáctico. A partir de estos datos se despliegan diversas pantallas que

permiten a los operadores conocer información de las principales variables asociadas al ejercicio como son: modo de operación, tiempos de ciclo, tiempos por estación, número de piezas elaboradas, etc. El sistema basa su funcionamiento en una computadora embebida Raspberry, el intercambio de información entre ésta y el Controlador Lógico Programable del equipo didáctico se realiza mediante el protocolo Modbus. Pruebas realizadas han demostrado una operación correcta del prototipo, mismo que se empezará a utilizar en el siguiente período lectivo.

**Palabras Claves:** Controladores Lógicos Programables, Modbus IP, Monitoreo de la Producción, Raspberry, Sistema Andon.

### **Abstract**

*The Industrial Engineering Laboratories of the UAM-Azcapotzalco have equipment that serves as support for the teaching of subjects related to the study and improvement of the productivity of industrial processes. This article describes the construction of a system to display on screen, information associated with the development of experiments related to time and motion studies. This prototype obtains information from the controller in charge of the sequence of operation of the teaching system. Based on these data, several screens are displayed that allow operators to know information about the main variables associated with the exercise such as: operation mode, cycle time, time per work station, number of elaborated pieces, etc. The system bases its operation on a Raspberry embedded computer, the exchange of information between it and the Programmable Logic Controller of the teaching equipment is done through the Modbus protocol. Tests carried out have shown a correct operation of the prototype, which will begin to be used in the next school period.*

**Keywords:** Andon System, Modbus IP, Production Monitoring, Programmable Logic Controller, Raspberry.

## **1. Introducción**

Los mercados actuales imponen a las empresas productivas un alto grado de competitividad para de esta forma dar respuesta a sus exigencias.

Todo proceso productivo está expuesto a una diversa cantidad de situaciones que reducen su capacidad de producción. Algunos de estos problemas son: tiempos muertos, flujo de producción errónea, demoras, acumulación de inventarios y personal en exceso, entre muchos más [Prokopenco, 1987], [Boysen *et.al.*, 2007]. En el denominado estudio de tiempos y movimientos se realiza un análisis del funcionamiento de una línea de producción. Este estudio permite balancear las actividades, tanto del personal como de los equipos, para lograr una operación eficiente del proceso productivo.

El balanceo de líneas de producción ha sido ampliamente estudiado y diversas metodologías han sido propuestas [Kumar *et.al.*, 2013], [Kucukkoc *et.al.*, 2015], [Rincón *et.al.*, 2014], [Ramírez *et.al.*, 2010], [Zupan *et.al.*, 2015], [Wei *et.al.*, 2011]. El estudio de tiempos y movimientos y su aplicación en el balanceo de líneas de producción, es considerado desde hace varios años como un instrumento necesario para el funcionamiento eficaz de la industria [Arias, 2000].

Otra herramienta ampliamente utilizada en las plantas industriales es el denominado sistema Andon. En las líneas de producción se genera una gran cantidad de información parte de la cual es señalada a los operadores mediante elementos de visualización. Esta forma de comunicación utilizada en el ámbito industrial es conocida como ANDON, término japonés que significa lámpara.

Un sistema ANDON puede ser una alarma, la cual, al ocurrir un problema en algún punto de la planta, lo informa por medio de señales visibles y audibles. Lo anterior permite dar una rápida solución a la situación que se presenta en el proceso. También puede ser una torreta que, mediante un código de colores, indica el estado en una estación de trabajo. Así mismo puede ser un tablero de información que da seguimiento al plan de producción y que puede apoyar en la toma de decisiones [Socconini, 2011], [Brill, 2003].

Un sistema ANDON garantiza una comunicación efectiva ya que despliega información específica para las distintas áreas involucradas en el proceso de producción en la planta [Suárez, 2015]. La utilidad de estos sistemas ha sido demostrada a nivel industrial en diversas aplicaciones [Liker, 2011], [Ohno, 1991]. La formación de recursos humanos con conocimientos profundos en el manejo de

herramientas que permitan establecer procesos de producción más eficientes, rápidos y precisos ha cobrado gran importancia en las últimas décadas. Cada vez más las escuelas de ingeniería están incluyendo en sus programas de estudios, cursos relacionados con estas temáticas. Así mismo, se puede mencionar que La tendencia educativa en ingeniería está dirigida no sólo a la adquisición de conocimientos teóricos, sino también a la práctica y al manejo de equipos similares a los que los futuros ingenieros se encontrarán en la industria. El enfrentar a los estudiantes a situaciones reales durante su formación, implica que las instituciones cuenten con laboratorios provistos con equipos de experimentación los cuales tienen costos elevados.

El Centro de Investigación y Formación Integral de Ingeniería Industrial (CIFIII) de la UAM-Azcapotzalco cuenta con dos equipos didácticos en los cuales se simula el ensamblado de un producto. Estos equipos apoyan a los profesores en la enseñanza de temas relacionados con el mejoramiento de la productividad en procesos industriales [Lara *et.al.*, 2016].

El equipo está compuesto por una banda transportadora y tres estaciones de trabajo colocadas a un costado de ésta, figura 1.



Figura 1 Sistema didáctico para estudio de tiempos y movimientos.

En cada estación de trabajo un operador realiza una tarea específica sobre la pieza recibida. El tiempo que los operadores tienen para realizar su tarea es llamado “tiempo de ensamble”, mientras que el tiempo en que las bandas están en movimiento recibe el nombre de “tiempo de recorrido”. Las estaciones de trabajo



cuentan con dos botones pulsadores, mediante los cuales cada operador indica que terminó su tarea correspondiente o que desea pausar el proceso. Por su parte, en el extremo final de la banda se encuentra un sensor de proximidad que envía una señal cuando una pieza ha sido completada. La operación del equipo se lleva a cabo bajo el mando de un Controlador Lógico Programable (PLC, por sus siglas en inglés).

El simulador de líneas de ensamble opera bajo uno de tres distintos modos de operación, mismos que se describen a continuación:

### **Tiempo fijo**

La banda transportadora del simulador desplaza las piezas hasta los puestos de trabajo y permanece en esa posición durante el tiempo de ensamble establecido por el usuario al inicio del experimento. Dentro de este intervalo, los operadores toman las piezas proporcionadas, realizan sobre estas la acción que le corresponde y las depositan de nuevo en el transportador. Transcurrido el tiempo de ensamble, el motor de la banda se activa automáticamente y permanece en este estado durante el tiempo de recorrido especificado durante la configuración del experimento, lo anterior permite posicionar las piezas frente al siguiente puesto. La secuencia se repite hasta completar el número de piezas a producir establecido al momento de configurar la operación del sistema.

### **Botones terminado**

La banda transportadora del simulador desplaza las piezas hasta los puestos de trabajo y permanece en esa posición hasta que cada uno de los tres operadores señaló, mediante un botón, que ha terminado la tarea correspondiente y que la pieza que trabajó ha sido devuelta a la banda. Al cumplirse esta condición, el motor de la banda se activa automáticamente y permanece en este estado durante el tiempo de recorrido especificado durante la configuración del experimento, lo anterior permite posicionar las piezas frente al siguiente puesto. La secuencia se repite hasta completar el número de piezas a producir establecido al momento de configurar la operación del sistema.

## **Combinado**

La banda transportadora del simulador desplaza las piezas hasta los puestos de trabajo y permanece en esa posición durante el tiempo de ensamble establecido por el usuario al inicio del experimento o cada uno de los tres operadores haya señalado mediante un botón, que ha terminado la tarea correspondiente y que la pieza que trabajó ha sido devuelta a la banda. Al cumplirse esta condición, el motor de la banda se activa automáticamente y permanece en este estado durante el tiempo de recorrido especificado durante la configuración del experimento, lo anterior permite posicionar las piezas frente al siguiente puesto. La secuencia se repite hasta completar el número de piezas a producir establecido al momento de configurar la operación del sistema.

Los equipos tienen más de un año de ser empleados en los laboratorios como apoyo en distintas asignaturas de las carreras de ingeniería. Con la finalidad de ampliar las posibilidades de uso del equipo descrito, se planteó el incluir algún sistema de tipo Andon. Al inicio de este proyecto, cada uno de los simuladores contaba con una torreta con indicadores luminosos que señalaban el estado en cada puesto de trabajo. Por su parte, el PLC empleado en el control de cada equipo, cuenta con una pequeña pantalla en la cual se despliega información respecto al avance en el proceso de ensamblado. El inconveniente es que se trata de una pantalla de 2.4" ubicada en el tablero de control lo cual no permite que los operadores puedan observar la información.

En este artículo se describe el diseño y construcción de un sistema Andon que permite desplegar, en una pantalla de 49", información asociada al desarrollo de los experimentos realizados en el equipo didáctico. El sistema establece comunicación con el PLC que controla la secuencia de operación del simulador didáctico, para obtener información respecto del avance del experimento. Con base en los datos recibidos, se despliega en la pantalla diversos mensajes que permiten a los operadores conocer los valores de las principales variables asociadas al ejercicio como son: modo de operación, tiempos de ciclo, tiempos por estación, número de piezas elaboradas, etc. El equipo basa su operación en una computadora embebida Raspberry. El intercambio de información entre ésta y el

Controlador Lógico Programable del equipo didáctico se realiza mediante el protocolo Modbus. Este estándar de comunicación industrial está basado en una arquitectura Cliente/Servidor y permite el intercambio de entre equipos dedicados a la automatización de procesos [Kumar-Sen, 2014].

Existen en el mercado diversas pantallas de uso general empleadas para el despliegue de información. Sus aplicaciones son diversas: publicidad, información de tráfico, horarios de transporte, etc. La información, generalmente video o texto, se genera en una computadora y se transmite al dispositivo mediante cable USB, conexión Ethernet o algún cable especial. En el caso de un sistema para el monitoreo de la producción a nivel industrial, la información a desplegar es generada por los equipos de control. Lo anterior implica no solo protocolos de comunicación especiales, sino también la necesidad de contar con entradas para sensores y señales de salida para alarmas.

Son pocos los fabricantes que ofrecen pantallas para el monitoreo de producción. La compañía Vorne Industries Inc. propone el modelo XL800-32080T, se trata de un equipo que visualiza diversos indicadores de productividad en una pantalla de LED's [Vorne Industries Inc., 2016]. El tamaño de este dispositivo es de 13.7" de altura por 26.2" de largo. Maneja tres colores y cuenta con puertos de comunicación Ethernet y RS-485, así como entrada para 8 sensores. A su vez Electro-Matic Visual Inc., cuenta con la serie Factory Vision FV4000 cuyo gabinete soporta polvo y humedad comunes en la industria manufacturera [Electro-Matic Vision Inc., 2017]. Las pantallas de esta serie tienen un tamaño de 30" de altura por 45" de ancho. Al igual que el dispositivo anterior, cuenta con puertos de comunicación Ethernet y RS-485. Adicionalmente maneja protocolos industriales de intercambio de datos como: Modbus y Profibus.

## **2. Métodos**

Como ya se mencionó, el equipo para estudios de tiempos y movimientos cuenta con un Controlador Lógico Programable (PLC), el cual es el encargado de controlar la secuencia de operación del sistema. La información respecto a número de piezas a producir y producidas, así como tiempos programados y

transcurridos, entre otros parámetros, se encuentran en la memoria del controlador. Para la construcción del sistema Andon que se describe en este artículo, se agregaron subrutinas al programa original del PLC. Estos segmentos de código tienen como función el agrupar los datos de interés y transmitirlos mediante el protocolo Modbus IP a una Red de Área Local (LAN, por sus siglas en inglés). Una computadora embebida conectada a la red lee la información transmitida y después de procesar los datos, determina y configura la ventana a desplegar en el monitor.

En el diagrama de la figura 2, se muestra el diagrama de bloques del sistema desarrollado, cada una de las partes que lo componen se describe en el resto del artículo.

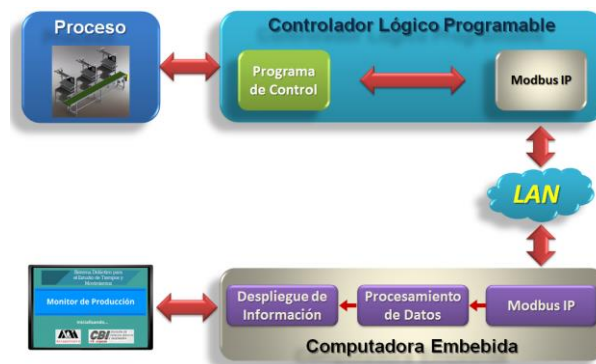


Figura 2 Diagrama de bloques del sistema desarrollado.

## Controlador Lógico Programable

El Controlador Lógico Programable instalado en el equipo didáctico es el modelo Vision 130 de la marca Unitronics, el cual cuenta con 22 entradas digitales y 12 salidas de tipo relevador. Una característica importante de este aparato es que tiene integrado un panel compuesto por 20 teclas además de una pantalla blanco y negro de 2.4", en la cual es posible desplegar imágenes, texto y gráficos en tiempo real [Unitronics Inc., 2010]. Es mediante estos elementos que se configura el experimento a realizar y se monitorea el avance del mismo.

Como ya ha sido mencionado, el programa original del controlador no fue modificado, únicamente se agregaron secciones de código que permiten configurar la comunicación Modbus del PLC, así como responder a las peticiones

de información recibidas. En la figura 3, se muestra el diagrama de flujo del programa en el PLC del sistema.

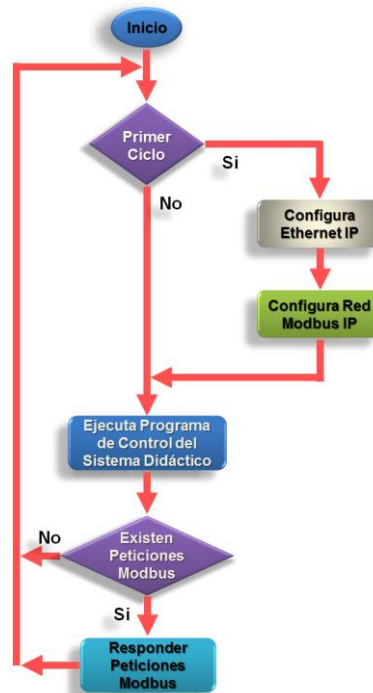


Figura 3 Diagrama de flujo del programa del PLC.

Puede observarse como, una vez que el PLC ha sido encendido y se ejecuta por primera vez el programa, se configura la dirección IP del dispositivo, así como la red Modbus. Es en esta última donde se especifica el puerto de comunicaciones a utilizar. El fabricante señala que para intercambiar información con otros dispositivos mediante el protocolo Modbus, se debe utilizar el puerto con dirección 502. De igual manera en esta sección se seleccionan las localidades de memoria donde se almacenarán los parámetros asociados a la configuración de la red.

Una vez realizada la configuración inicial de los parámetros de comunicación del controlador, se ejecuta el programa de control del equipo didáctico original. Los datos de interés para el sistema de monitoreo se van generando y almacenando en la memoria del PLC conforme la secuencia de control correspondiente al modo de operación seleccionado se va ejecutando.

Por último, si la computadora embebida que actúa como cliente realiza una petición, el PLC responderá enviando la información solicitada.

La secuencia descrita se repite en forma indefinida mientras el sistema de control del equipo didáctico se encuentre encendido.

### **Computadora Embebida**

El dispositivo en el cual se basa este bloque, es una computadora de una sola placa Raspberry Pi 2 B. Se trata de un computador de bajo costo cuyas principales características son: CPU ARM Quad-Core 900 MHz, 1 GB de memoria RAM, 4 puertos USB, puerto HDMI y un puerto Ethernet [Monk, 2015]. El programa para la Raspberry fue elaborado en Python, el cual es un lenguaje de uso libre, de alto nivel e interpretado [Upton, *et.al.* 2016].

La implementación del protocolo Modbus IP en la Raspberry se realizó utilizando la librería llamada "PyModbus", la cual se encarga de crear la trama que será enviada mediante Ethernet al PLC para solicitarle la información requerida. En esta cadena se especifica la dirección del dispositivo al cual se le envía la solicitud y se señalan los datos que se requieren. En el proyecto que se presenta, la Raspberry envía peticiones de lectura de datos de tipo bit que corresponden a las direcciones Modbus en el rango de 0 a 3000 y que se relacionan a las localidades de memoria del PLC MBO a MB3000. De la misma forma, se envían peticiones de lectura de datos que corresponden a las direcciones de registros Modbus de 0 a 4000 relacionadas a las localidades de memoria del PLC MI0 a MI3999.

Básicamente el programa identifica el estado en el cual se encuentra el equipo didáctico, procesa la información correspondiente y despliega las ventanas en el monitor del sistema. En la figura 4, se muestra el diagrama de flujo del programa para la Raspberry.

Puede observarse que al arrancar el programa de la computadora embebida, se inicializan parámetros de operación y de comunicación del dispositivo. Al mismo tiempo se despliega en el monitor del sistema una ventana de identificación. Posteriormente, se verifica en cuál de los tres estados posibles se encuentra el equipo didáctico: Configurándose, Operando o Finalizado. La identificación del estado se realiza mediante banderas solicitadas por la Raspberry (Cliente en la red Modbus) al PLC (Servidor en la red Modbus).

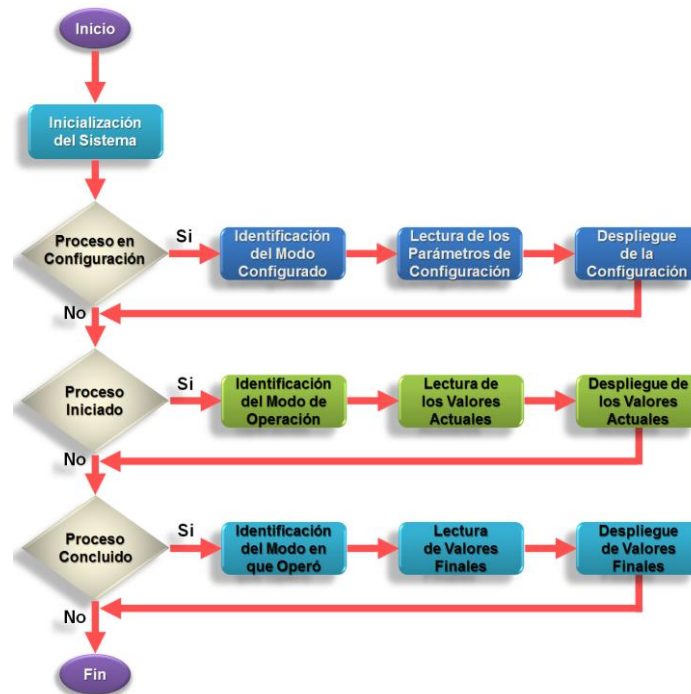


Figura 4 Diagrama de flujo del programa de la Raspberry.

Dependiendo del estado identificado, el programa determina el modo en el que el equipo: está siendo configurado, está operando u operó. Como se mencionó anteriormente, los posibles modos son: Tiempo Fijo, Botones Terminado o Combinado. Enseguida, se realiza la lectura de los datos que corresponden al estado en que se encuentra: parámetros de configuración si se está configurando el experimento, valores actuales de las variables de interés si se encuentra en operación y los valores finales si ha concluido el proceso. La última tarea en cada estado, corresponde a la creación y despliegue de la ventana de información en el monitor del sistema.

Como puede observarse, no es necesario que el sistema Andon esté operando para poder utilizar el equipo didáctico. Así mismo, el equipo de monitoreo puede encenderse en cualquier momento y automáticamente se sincronizará con el controlador del simulador.

### Pantallas de Monitoreo

El sistema elaborado considera 14 ventanas de información, el programa en la computadora embebida determina cuál de estas será desplegada en el monitor. Lo

anterior dependiendo del estado en que se encuentre el equipo y del modo de operación en el que éste haya sido configurado. En la figura 5, se muestra, mediante un diagrama de flujo, la secuencia en la cual se van desplegando las ventanas en el monitor del sistema.

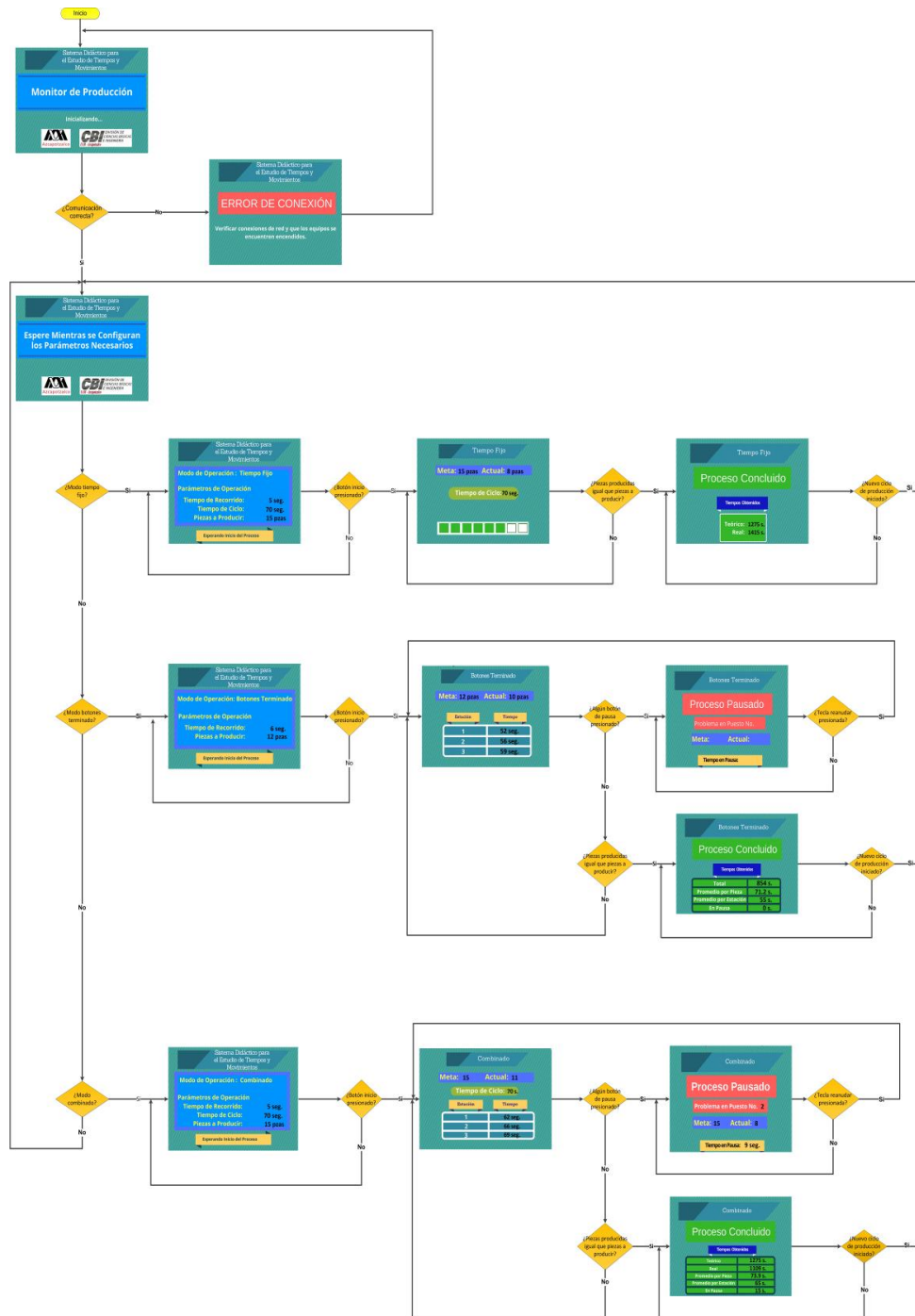


Figura 5 Diagrama de flujo de la secuencia de desplieggo de las ventanas.



La secuencia inicia, una vez encendido el equipo, señalando que se está estableciendo la comunicación con el controlador. En caso de que no exista conexión con el equipo didáctico se desplegará un mensaje de error. Una vez que el sistema de monitoreo ha determinado en qué estado se encuentra el proceso, procede a desplegar las ventanas correspondientes al modo en que fue configurado el equipo. Para cada uno de los modos de funcionamiento del sistema didáctico, se elaboraron ventanas con información específica.

### 3. Resultados

El resultado obtenido es un sistema de monitoreo para un equipo didáctico de estudios de tiempos y movimientos. Basado en una computadora embebida, el prototipo desarrollado, mediante una pantalla LED de 49", despliega información respecto a la operación del simulador. Mediante 14 ventanas diferentes, el usuario puede observar la forma en que fue configurado el equipo para su operación, y una vez en funcionamiento, monitorear los principales parámetros del proceso.

#### Pantallas de Inicialización

Son tres las ventanas que pueden desplegarse al momento que se inicializa el sistema, estas se muestran en la figura 6.



Figura 6 Pantallas de la etapa de inicialización del sistema de monitoreo.

La primera de las ventanas señala que el sistema de monitoreo se está inicializando, este mensaje se despliega durante algunos segundos desapareciendo automáticamente. Si la comunicación con el controlador se establece de forma correcta, se despliega un aviso señalando que se están leyendo los parámetros de configuración del experimento. En caso de que la comunicación no se pueda establecer con el equipo didáctico, ya sea porque éste no se encuentra encendido o exista un problema de conexión, se desplegará un mensaje de error.

## Pantallas de Modo Tiempo Fijo

En forma básica, son tres las ventanas que se despliegan para realizar el seguimiento del proceso cuando éste se encuentra trabajando en el modo de Tiempo Fijo. La figura 7 muestra las distintas imágenes que corresponden a este modo de funcionamiento.



Figura 7 Pantallas del modo de operación: Tiempo Fijo.

Una vez que el sistema ha sido configurado bajo el modo de Tiempo Fijo, y se está en espera de arrancar el experimento, se despliega la primera de las ventanas. En esta se muestran los parámetros bajo los cuales se realizará el proceso. Una vez que se inicia la operación, se muestra información asociada al número de piezas a producir y cuantas han sido terminadas. El tiempo restante de ciclo se muestra mediante una barra de progreso. Finalmente, si el experimento ha concluido, se despliega información sobre el tiempo que se esperaba invertir en el ensamble del producto y el tiempo real ocupado.

## Pantallas de Modo Botones Terminado

La figura 8 muestra las imágenes asociadas al monitoreo del modo de funcionamiento: Botones Terminado.



Figura 8 Pantallas del modo de operación: Botones Terminado.

Siguiendo la misma lógica que se tiene para el modo anterior, en Botones Terminado se tiene la ventana de desplegado de los parámetros de configuración.

Esta se muestra hasta que se arranca el experimento. El seguimiento del ensamble se realiza con la segunda ventana, en ésta se muestra el tiempo que cada operador está ocupando para realizar la tarea asignada para la pieza en proceso. La ventana final, muestra estadísticas asociadas al experimento.

### Pantallas de Modo Combinado

Las ventanas correspondientes al modo de operación Combinado, se observan en la figura 9. Al ser el modo Combinado una mezcla de los dos precedentes, puede observarse que las ventanas son similares a las ya presentadas.



Figura 9 Pantallas del modo de operación: Combinado.

Cabe mencionar que existen pantallas que se despliegan cuando existe algún error de comunicación con el equipo didáctico o cuando por alguna razón, alguno de los operadores decide detener la secuencia de ensamble.

## 4. Discusión

Antes de desarrollar el proyecto que aquí se describe los operadores, ubicados en los puestos de trabajo, no tenían forma de saber, en tiempo real, cuál era el avance que tenían, tanto en la tarea específica a realizar, como en la meta global establecida. Bajo ciertos modos de operación, solo podían saber que el Tiempo de Ciclo había terminado, porque la banda se activaba. Lo anterior podía ocurrir, antes de que ellos depositaran la pieza trabajada sobre el transportador. De esta forma, si algún usuario requería conocer los valores de las variables de interés del ejercicio, estaba obligado a acercarse a la pequeña pantalla que el controlador tiene integrada. En algunos casos, para facilitar el monitoreo, se tenía a una

persona ubicada frente a la pantalla, verificando y comunicando al resto de los usuarios, el avance actual del experimento.

El sistema de monitoreo desarrollado proporciona información que complementará los experimentos que hasta el momento se realizan en el equipo didáctico. La selección de la información que se despliega en cada una de las ventanas se realizó considerando los comentarios de los responsables del equipo.

El prototipo construido no interfiere en absoluto con la operación del equipo, esto es, los experimentos pueden llevarse a cabo sin estar conectado o encendido el bloque de monitoreo descrito en este artículo.

## **5. Conclusiones**

El objetivo planteado al inicio de este trabajo, era adicionar un sistema Andon al simulador de líneas de producción que se emplea para realizar estudios de tiempos y movimientos en los laboratorios de Ingeniería Industrial de la UAM-Azcapotzalco. Se diseñó y construyó un equipo que se conecta al tablero encargado de controlar al equipo didáctico. Mediante comunicación Modbus IP el prototipo desarrollado obtiene información respecto a la configuración y avance del experimento que se realiza. Por medio de una pantalla LED de 49", se despliegan diversas pantallas con datos de interés para los usuarios del equipo.

El uso del sistema de monitoreo descrito, facilitará las pruebas que se realizan en el simulador. Así mismo, abrirá las puertas a nuevos tipos de experimentos lo que redundará en un mayor aprovechamiento de la infraestructura existente.

Al momento de redactar este trabajo, se está concluyendo la instalación del sistema Andon en el laboratorio. Las pruebas de funcionamiento realizadas entre los equipos son satisfactorias por lo que se tiene la certeza de que el sistema de monitoreo agregado al equipo didáctico original tendrá los resultados esperados.

Como trabajo a futuro se espera observar el funcionamiento del sistema para realizar las adecuaciones que fueran necesarias. Así mismo, se está considerando diseñar y construir un sistema similar, pero esta vez empleando un conjunto de módulos de LEDs RGB lo cual permitiría incrementar considerablemente el alcance visual de la información.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Arias Reyna J. M., Control de tiempos y productividad, La ventaja competitiva, Editorial Paraninfo Thomson Learning, 2000.
- [2] Boysen N., Fliedner M., Scholl A., A classification of assembly line balancing problems, *European Journal of Operational Research*, Vol. 183, No. 2, pp. 674-693, 2007.
- [3] Brill, Louis, Out of streets to factory shops: LED display boards, *Screens Magazine*, Vol. 1, 2003.
- [4] Electro-Matic Vision Inc., Factory Vision FV4000, User Manual, Farmington Hills, Michigan, USA, 2017.
- [5] Kucukkoc I., Zhang D., Balancing of parallel U-shaped assembly lines, *Computers & Operations Research*, Vol. 64, pp. 233-244, 2015.
- [6] Kumar N., Mahto D., Assembly Line Balancing: A Review of Developments and Trends in Approach to Industrial Application, *Global Journal of Researches in Engineering Industrial Engineering*, Vol. 13, No. 2, pp. 29-50, 2013.
- [7] Kumar-Sen S., Fieldbus and Networking in Process Automation, CRC Press. Boca Raton, Florida, USA, 2014.
- [8] Lara Chávez J.A., Magos Rivera M., López Ontiveros M.A., Loyo Quijada J., Rodríguez Alvarado L. W., Automatización de un Sistema Didáctico para Estudios de Tiempos y Movimientos, *Pistas Educativas*, ISSN. 1405-1249, pp. 37- 53, 2016.
- [9] Liker J. K., Toyota: Como el fabricante más grande del mundo alcanzó el éxito, Grupo Editorial Norma, México, 2011.
- [10] Monk S., Programming the Raspberry Pi: Getting Started with Python, Second Edition, Ed. Mc Graw Hill, USA, 2015.
- [11] Ohno T., El Sistema de producción Toyota: Más allá de la producción a gran escala, CRC Press, USA, 1991.
- [12] Prokopenko J., La gestión de la productividad, Manual Práctico, Editorial Limusa, Grupo Noriega Editores, México, 1987.

- [13] Ramírez Campos S. M., González Múzquiz G., González Flores M. O., Un caso real de balanceo de líneas de ensamble con restricciones de secuencias de subprocesos resuelto con un modelo genético, *Revista de la Ingeniería Industrial*, Vol. 4, pp. 1-14, 2010.
- [14] Rincón Mora B., Pérez Olguín I., Pérez Limón J., Fernández Gaxiola C., Aplicación de técnicas de ingeniería industrial en el mejoramiento de un proceso de manufactura, *Ingeniería de Procesos, Casos Prácticos*, Edición 1, Capítulo 1, Ed. UTCJ, pp. 6-18, 2014.
- [15] Socconini L., *Lean Manufacturing*, Grupo Editorial Norma, México, 2011.
- [16] Suárez Aimacaña J. F., Análisis de los efectos de la implementación de un sistema Andon en una planta ensambladora de vehículos para el aumento de la productividad: caso Aymes S.A., Tesis para obtener el grado de maestría, Pontificia Universidad Católica del Ecuador, Ecuador, 2015.
- [17] Unitronics Inc., Vision OPLC V130-33-R64, Technical Specifications and Installation Guide, Unitronics Inc., Quincy, Massachusetts, USA, 2010.
- [18] Upton E., Halfacree G., *Raspberry Pi User Guide*, Ed. Wiley, USA, 2016.
- [19] Vorne Industries Inc., *XL User's Guide*. Itasca, Illinois, USA, 2016.
- [20] Wei N. C., Chao I. M., A solution procedure for type E simple assembly line balancing problem, *Computers & Industrial Engineering*, Vol. 61, No. 3., pp 824–830, 2011.
- [21] Zupan H., Herakovic N., Production line balancing with discrete event simulation: A case study, 15th IFAC Symposium on Information Control Problems in Manufacturing, Vol. 48, No. 3, 2015.

# **MÉTODOS NUMÉRICOS EN INGENIERÍA UAM AZCAPOTZALCO: BAOC (BIG ACADEMIC OPEN COURSE)**

***Hugo Pablo Leyva***

Universidad Autónoma Metropolitana  
*hpl@correo.azc.uam.mx*

***Rafaela Blanca Silva López***

Universidad Autónoma Metropolitana  
*r.silva@correo.ler.uam.mx*

***Rafael Morales Gamboa***

Universidad Virtual de la Universidad de Guadalajara  
*rmorales@suv.udg.mx*

## **Resumen**

La demanda creciente de inscripción de alumnos de Licenciatura en las Instituciones de Educación Pública genera la necesidad de nuevas modalidades de conducción del proceso de enseñanza y aprendizaje. En éste trabajo se desarrolla el BAOC (Big Academic Open Course), cursos escolarizados para grupos grandes, su objetivo fue ofrecer una modalidad alternativa para cubrir la demanda creciente de alumnos inscritos en cursos de Ingeniería en la Universidad Autónoma Metropolitana con grupos grandes. Sus características se fundamentan en el b-learning y los MOOC aplicado a cursos escolarizados. Su principal ventaja es que optimiza los recursos físicos y humanos para atender un mayor número de estudiantes, rompiendo el paradigma de tiempo-espacio. Los resultados obtenidos muestran un índice de aprobación medio del 68%, mientras que el índice de retención medio es del 61 %. El 88% de alumnos consideran útil la modalidad y al 76% le gustaría tomar otros cursos en esta modalidad.

**Palabras Claves:** Aprendizaje cooperativo, b-learning, modalidad de conducción del proceso de enseñanza aprendizaje, MOOC.

## **Abstract**

*The growing demand for enrollment of undergraduate students in public education institutions generates the need for new ways of conducting the teaching and learning process. This paper develops the proposal of Semi-faceted School Courses for Large Groups: Big Academic Open Course (BAOC). The objective was to offer an alternative modality to cover the growing demand of students enrolled in Engineering courses at the Autonomous Metropolitan University with large groups. Its characteristics are based on b-learning and the MOOC applied to school courses. Its main advantage is that it optimizes the physical and human resources to attend a greater number of students, breaking the time-space paradigm. The results obtained show an average approval rate of 68%, while the average retention rate is 61%. 88% of students consider the modality useful and 76% would like to take other courses in this modality.*

**Keywords:** *b-learning, conduction of the teaching-learning process, cooperative learning, MOOC.*

## **1. Introducción**

En las Instituciones de Educación Superior (IES) la demanda de ingreso a nivel Licenciatura ha crecido considerablemente, al grado que son insuficientes los recursos físicos y humanos para atender a los alumnos que requieren iniciar sus estudios [Gómez, 2013], [Maya, 2013], y [Martínez, 2013]. Para poder atender un mayor número de alumnos es necesario apoyarse en entornos virtuales de aprendizaje, aprovechando los recursos físicos y humanos con los que cuenta la institución [Forbes, 2014].

Hace 7 años la cantidad de alumnos que se podía atender en tres trimestres a lo largo de un año, era en promedio de 2 grupos de 50 alumnos (máximo) por trimestre por profesor asignado al curso de Métodos Numéricos en Ingeniería (MNI), atendiendo a un máximo de 300 alumnos anualmente. Esto requería dos



salones con capacidad para 50 alumnos cada uno. La programación de horarios para las autoridades era complicada, la demanda sobrepasaba la oferta en más del 100% debido a las modificaciones realizadas a los planes y programas de estudio de las 10 Licenciaturas de Ingeniería de la División de CBI en la UAM Azcapotzalco. La falta de recursos físicos y humanos limitaban la atención de un gran número de estudiantes, ahí surge la necesidad de tener alternativas en las modalidades de conducción del proceso de enseñanza y aprendizaje que permitan optimizar los recursos físicos y humanos de la Institución y satisfacer las demandas de inscripción a cursos como MNI.

### **E-Learning vs B-Learning**

En los sistemas de e-learning, el profesor organiza su curso de acuerdo al contenido disciplinar y alguna secuencia indicada por el profesor que el estudiante sigue. [Hwa-Young, 2012] proponen crear un Personalized Learning Course Planner o PLCP (Planificador de Curso de Aprendizaje personalizado), que hace uso intensivo de una base de datos tipo DSS (Decision Support System), que ayuda al estudiante a elegir el material que estudiará, considerando su estilo de aprendizaje. En [Wessa, 2011] se presenta una propuesta donde evalúan la pertinencia e impacto de diseñar un curso en función de un Entorno Virtual de Aprendizaje (EVA) y diseñar el EVA en función del contenido del curso, obteniendo que un diseño basado en el contenido del curso es mejor. El inconveniente de ésta propuesta es que se deben diseñar entornos virtuales de aprendizaje modificados según los requerimientos del curso que se trate, lo que puede ser muy complicado, demandar muchos recursos y tomar mucho tiempo. Por otro lado, [Lameras, 2012], [Yong, 2011] y [Stricker, 2011], muestran que la interacción frente a frente influye más que las características de los EVA, destacan el uso del b-learning en lugar del e-learning. En [Delgado, 2009] mencionan que es clave la presencia de un facilitador que medie las temáticas de un curso con estrategias didácticas y el uso eficiente de herramientas tecnológicas que ofrece la plataforma, sin embargo, la estrategia didáctica depende de las características del grupo y la temática disciplinar que se aborda. Para [Akyol, 2009] se tiene una

mayor cohesión de grupo debido a la interacción frente a frente, la fase de integración como grupo es mayor en un curso semi-presencial. Mientras que para [McKinney, 2009] se dividen grupos grandes, en grupos más pequeños de aprendizaje colaborativo, estos proporcionan un aprendizaje mejorado, al disminuir la inasistencia y el anonimato en la clase. En [Nagel, 2010] en un curso de e-learning mediante el uso innovador de funciones en el LMS y otras TIC, se proporciona el andamiaje, a través de una amplia retroalimentación a las actividades realizadas por los alumnos, lo que contribuye al éxito del curso. Por su parte, [Du, 2010] usa la tecnología móvil en un proceso de aprendizaje de igual a igual. El aprendizaje es mejor y más satisfactorio si es compatible con el uso de TIC móvil en el proceso de aprendizaje, que ayuda a los estudiantes que son tímidos o tienen poca disposición a hablar en público. La comprensión y la satisfacción del aprendizaje de los alumnos es mayor que los alumnos que estudian sin tecnología. Para [Kop, 2010] los estudiantes deben de sentirse seguros y competentes en el uso de las diferentes herramientas con el fin de participar con interacción significativa. Se necesita tiempo para que la gente se sienta competente y cómoda para aprender de manera autónoma. Por lo que, la elección de la herramienta adecuada está relacionada con las necesidades específicas de los usuarios, los propósitos y las habilidades de auto-organización [Fini, 2009]. En [NYTimes, 2012] se menciona otra modalidad de conducción que surgió hace pocos años, que es la orientada a la educación masiva, los MOOC (Massive Open Online Course). Una manera de implementar un MOOC fue la que uso Stanford. Propone: lecturas semanales 2 o 3 de 45 minutos, las cuales se dividen en videos cortos de 15 minutos [Martin, 2012], al final del curso se incluye un formulario con una evaluación. Esta modalidad les permitió atender un volumen enorme de alumnos del orden de 165,000.

Cabe mencionar que en la UAM Azcapotzalco, se han implementado la multimodalidad en la conducción del proceso de enseñanza y aprendizaje, integrando además de la modalidad presencial o tradicional, el Sistema de Aprendizaje Individualizado (SAI) y Sistema de Aprendizaje Cooperativo (SAC) [Silva, 2012]. El SAI (Sistema de aprendizaje individualizado), es una modalidad

educativa abierta, basada en el plan Keller [Watson, 1986]. Sin embargo, estas modalidades no consideran el caso explícito de grupos mayores a 50 alumnos y hasta 250.

Dentro del contexto presentado se observa que:

- Es necesario guiar al estudiante para cubrir el material del curso.
- La interacción frente a frente es necesaria para el mejor funcionamiento del curso.
- El diseño de un entorno virtual de aprendizaje personalizado a los requerimientos de un curso mejora el desempeño de los alumnos.
- Se deben incluir mecanismos de interacción y comunicación en el contexto en el que viven inmersos los estudiantes.
- Se deben de incluir estrategias didácticas en el funcionamiento del curso.
- El profesor debe de ser un facilitador que guie el aprendizaje.
- Se debe de contar con material multimedia e interactivo
- El material debe de ser corto y tratar temas puntuales.
- Se debe de proporcionar retroalimentación a los alumnos, por la realización de las actividades del curso. Por todo lo anterior, existe una oportunidad para proponer una modalidad de conducción del proceso de enseñanza y aprendizaje que adopte las ventajas identificadas y permita atender grupos grandes de estudiantes en cursos de Ingeniería.

## **2. Métodos**

BAOC es una propuesta basada en los MOOC enfocado a cursos escolarizados. Aproximadamente el 90% de las actividades del curso se realizan en línea, como en el caso de los MOOC [NYTimes, 2012], esto permite que el curso tenga una mayor cobertura y es posible incrementar el número de alumnos atendidos. En contraste con el MOOC, en nuestro modelo el curso se da en un contexto académico, donde hay que asignar una calificación al alumno en un tiempo preestablecido. Por esta razón, como se recomienda en [Scagnoli, 2012], se incluyen actividades presenciales para validar que el alumno adquirió el conocimiento y las habilidades planteadas en los objetivos del curso. Nuestro

modelo no es tan flexible como el MOOC, sin embargo al usar técnicas del mismo [Fini, 2009], es posible atender a grupos escolarizados grandes (de 100 y hasta 250 alumnos para el caso de la UAM), tal es el caso del uso de videos cortos de temas puntuales, también se utilizan materiales multimedia interactivos para el trabajo autónomo, tales como: ejercicios con actividades prácticas, y solución de problemas [Delgado, 2009].

El método aplicado para el desarrollo de la modalidad BAOC (Big Academic Online Course) considera las siguientes fases:

- Se definieron las características de la modalidad BAOC.
- Se establecieron los roles de los actores dentro de la modalidad (profesores, facilitadores y estudiantes).
- Se construyeron los recursos educativos y las actividades de aprendizaje aplicables al proceso de enseñanza y aprendizaje, en función de estrategias pedagógicas como la gamificación, y el aprendizaje por retos.
- Se implementó el entorno virtual de aprendizaje.
- Se impartió el curso durante 9 trimestres y se aplicó una encuesta para determinar la satisfacción de los estudiantes con la modalidad BAOC.
- Se realizó un análisis del impacto en los índices de aprendizaje y aprobación de los alumnos, así como la encuesta de satisfacción.

### **Características de BAOC**

Los cursos en modalidad BAOC tienen las siguientes características:

- Dado que es un modelo para cursos escolarizados, el estudiante tiene un tiempo límite en el que debe concluir sus actividades de aprendizaje y en su caso aprobar el curso.
- Se enfoca en atender grupos grandes (de 100 a 250 alumnos).
- Los estudiantes tienen a su disposición recursos educativos en formato digital (videos, cápsulas de aprendizaje, documentos en formato pdf, juegos y ejercicios resueltos).
- Las sesiones de asesoría y resolución de ejercicios se realizan en línea en tiempo real.

- Los estudiantes pueden realizar las actividades de aprendizaje programadas en línea, a través de la plataforma mediante algún dispositivo móvil conectado a internet.
- La comunicación entre estudiantes y profesor o facilitadores se realiza de manera síncrona utilizando sala de videoconferencia o chat; y de manera asíncrona a través de foros de discusión, correo electrónico o redes sociales.
- La evaluación de los conocimientos adquiridos se realiza de manera presencial, validando que el alumno adquirió los conocimientos y habilidades planteadas en los objetivos del curso.
- En BAOC la interacción entre los estudiantes considera la cooperación mediante la conformación de comunidades de aprendizaje. No obstante, se programan algunas actividades de aprendizaje para que las realicen de forma individual, entre ellas se encuentra los exámenes.

### **Roles de los actores involucrados**

Se contemplan tres actores: profesor, facilitador y estudiantes:

- El profesor se encarga de realizar el diseño instruccional del curso contemplando la programación de actividades por tema, las sesiones en línea, los mecanismos de comunicación, entre otros. Se encarga de guiar la modalidad de conducción del proceso de enseñanza y aprendizaje. Verifica que el alumno haya adquirido los conocimientos y habilidades indicadas en los objetivos del curso. Asigna una calificación al alumno al final del curso.
- El facilitador que en éste caso es el ayudante del profesor, se encarga de la revisión de actividades de aprendizaje de manera presencial, da seguimiento a la realización de las actividades programadas en el curso, y ofrece asesorías.
- El estudiante, se registran al curso, asisten a la sesión de inducción, revisan los recursos educativos del tema, realizan las actividades de aprendizaje programadas, asisten a la sesión en línea programada, presenta exámenes de manera presencial y puede solicitar sesiones de asesoría.

## **Desarrollo de Actividades de Aprendizaje**

Los recursos educativos se integran por documentos en formato (PDF); videos cortos con el contenido conceptual de cada tema y hojas de cálculo con ejercicios resueltos. Además se integran juegos elaborados hechos con las herramientas como: EdLim [Macías, 2015], JClic [Generalitat, 2015], y HotPotatoes [Stewart, 2015], con el objetivo de reafirmar los conceptos aprendidos. Las sesiones en línea se graban y se ponen a disposición en la plataforma.

## **Fases de Implementación de BAOC**

Las fases de implementación del curso BAOC se basan en [Allen, 2006], [Delgado, 2009], y [Nicoară, 2013], incorporando algunas características necesarias para atender grupos grandes de 100 y hasta 250 alumnos, tales como la interacción presencial con el alumno, y los materiales multimedia:

- Fase 1. Previo al inicio del curso.
  - a) Se envían correos a los alumnos inscritos, en el que se les invita a contestar unos test para identificar su estilo de pensamiento y perfil de percepción dominante [Galván, 2005]. Se les solicita crear su cuenta de usuario en el entorno virtual de aprendizaje. También se les invita a una sesión presencial de inducción. Esta fase se realiza con una aplicación hecha exprofeso, que envía los correos, y otra para la aplicación de los test, 2 semanas antes de iniciar el trimestre.
- Fase 2. Inicio del curso.
  - b) Se realiza la sesión de inducción durante la primera semana del trimestre, para explicar la metodología, siendo la única sesión presencial con el grupo.
  - c) El profesor forma los equipos de trabajo de hasta 5 miembros, en función a los resultados del test de estilo de pensamiento, para que las habilidades de los integrantes se complementen.
- Fase 3. Durante la impartición del curso.
  - d) Se programan actividades por semana. En la sección de Material Didáctico del LMS se encuentra el material de estudio compuesto de:

material en texto en PDF, videos cortos de la parte conceptual de cada método numérico, videos de uso de la hoja de cálculo para resolver problemas de cada método numérico, hojas de cálculo con ejercicios resueltos, material en formato de juegos hechos con las herramientas: EdLim, JClic, HotPotatoes y clases en línea que están grabadas.

- e) El estudiante, con base en el material del punto 4, debe: realizar un resumen en forma de mapa mental del tema, resolver problemas de autoevaluación, presentar exámenes de prueba y presentar exámenes de integración.
- f) Se cuenta con dos facilitadores: 1 ayudante y un estudiante de servicio social, para revisar autoevaluaciones y mapas mentales.
- g) El profesor imparte sesiones en línea semanales. Durante todo el trimestre, resuelve las dudas de los estudiantes mediante: foros de ayuda de cada tema, una herramienta de mensajes privados y un chat en línea.
- Fase 4. Evaluación.
  - h) Se aplican exámenes en línea en un salón específico a partir de la cuarta semana. De esta manera, se garantiza que sea el alumno, quien presenta el examen.
  - i) Se depuran y reconstruyen los equipos después de las renunciaciones en la quinta semana (en la UAM Azcapotzalco los estudiantes tienen derecho a darse de baja de un curso en la quinta semana del trimestre).
  - j) Los alumnos programan citas para la revisión de autoevaluaciones y mapas mentales, con el ayudante o el estudiante de servicio social. Esto para confirmar el avance, que tiene el alumno en la comprensión del material del curso.
  - k) Se programan citas con el profesor para revisar los exámenes de integración cuando se requiere.
  - l) El profesor revisa, y califica los exámenes de prueba en línea, previos al examen de integración. No tienen valor para la calificación, ayudan al alumno a prepararse mejor para el examen de integración.
  - m) Se aplica un examen global en línea en un salón específico.

## Arquitectura Tecnológica del BAOC

De acuerdo a [Fini, 2009] al implementar un curso en un EVA se deben elegir herramientas adecuadas. La arquitectura del BAOC usa como base la arquitectura tecnológica [Silva, 2015] teniendo una implementación de cómputo en la nube, como se muestra en la figura 1. Los participantes del curso: profesor, facilitador y estudiantes, acceden a la capa de servicios vía internet, usando una computadora o dispositivo móvil. Esta capa ofrece los servicios del entorno virtual de aprendizaje, y el de video conferencia. En la capa de aplicación el servicio de video conferencia se ofrece con la aplicación de Adobe Connect [Adobe, 2012]. Esta aplicación permite grabar las clases para que los alumnos las consulten después. El servicio del entorno virtual de aprendizaje se ofrece en la capa de aplicación mediante el LMS Sakai [Ignjatovic, 2016]. Este proporciona todas las herramientas necesarias para la impartición del curso.

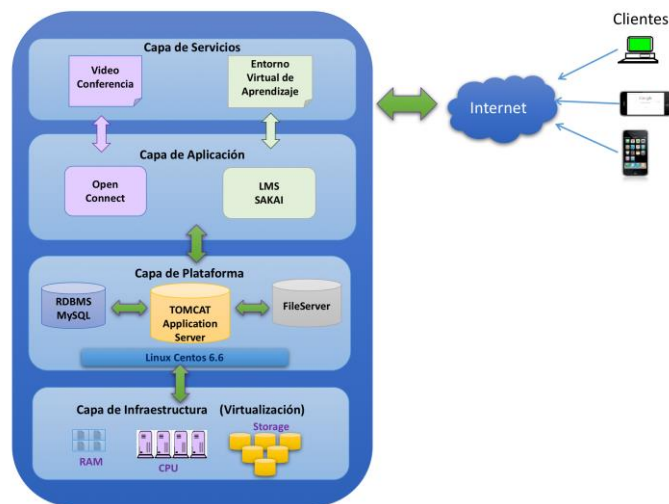


Figura 1 Arquitectura Tecnológica del BAOC.

En la capa de plataforma se emplea como sistema operativo Linux CentOS. Esta distribución es de las más utilizadas, y se deriva directamente de Red Hat Enterprise. Se instala el LMS Sakai con un Application Server, un Apache Tomcat y MySQL [Oracle, 2016]. El manejo de espacio en disco, para los archivos que se requieran, por parte del LMS Sakai, se hace vía el sistema operativo Linux CentOS, que funge como un File Server.



En la capa de infraestructura se usó la plataforma de virtualización VMware. Esta permite fácilmente agregar espacio en disco (storage), memoria (RAM), o procesador (CPU) según requerimientos, al impartir el curso.

### **3. Resultados**

BAOC se aplicó durante 9 trimestres a grupos grandes del curso de MNI, en la División de Ciencias Básicas e Ingeniería de la UAM Azcapotzalco, donde participaron 1165 estudiantes. En la UAM, los cursos se imparten 3 trimestres al año, la prueba de campo inició en el trimestre 11-Otoño y hasta el trimestre 14-Primavera. Considerando que se tiene un cupo máximo de 50 alumnos en un grupo, para atender a los 1165 estudiantes, se hubiese requerido un total de 24 grupos. Nuestros resultados muestran que solo se requirieron 9 grupos. Hubiese sido necesario impartir 8 grupos por trimestre, lo que hubiese requerido 8 salones. En nuestro caso sólo hizo falta un salón para aplicar los exámenes. Un profesor atiende en promedio a lo más 2 grupos por trimestre, por lo que se hubiesen requerido 4 profesores. Solo requerimos a un profesor por trimestre. A un profesor se le asigna un ayudante que le apoya con sus 2 grupos, así que hubiese sido necesario también 4 ayudantes. En nuestro caso solo hizo falta un profesor, un ayudante, y un alumno de servicio social. Por lo que, se optimizó el uso de los recursos humanos y materiales disponibles, gracias al diseño del curso.

Se logró atender la demanda de inscripción al curso de MNI, sin recurrir a plazas curriculares, o tratar de programar grupos adicionales con los salones disponibles. Los resultados obtenidos asociados con el índice de retención se muestran en la figura 2, se observa que durante los primeros cuatro trimestres el porcentaje de retención oscilaba entre el 68% y el 74%. En el trimestre 13-Invierno (13-I) se decremento considerablemente llegando hasta el 48% de retención, manteniéndose entre el 57% y el 46% hasta el trimestre 14-Primavera (14-P).

En lo referente al índice de aprobación, los resultados obtenidos se muestran en la figura 3, se observa que se presenta un patrón en el que durante los trimestres de otoño (11-O, 12-O y 13-O) el porcentaje de aprobación oscila entre el 54% y el 65% que son los porcentajes más bajos obtenidos durante las pruebas. Mientras

que durante los trimestres de primavera (12-P, 13-P y 14-P) el porcentaje de aprobación se incrementa considerablemente, oscilando entre el 70% y 77%.

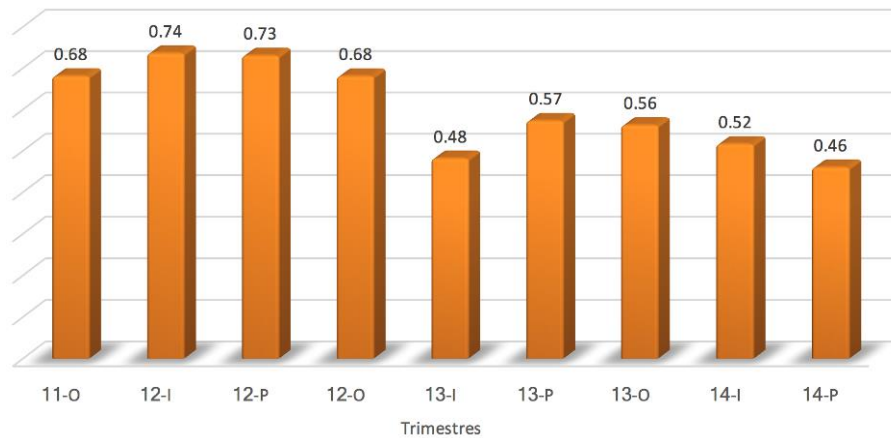


Figura 2 Índice de retención en el curso BAOC de Métodos Numéricos en Ingeniería.

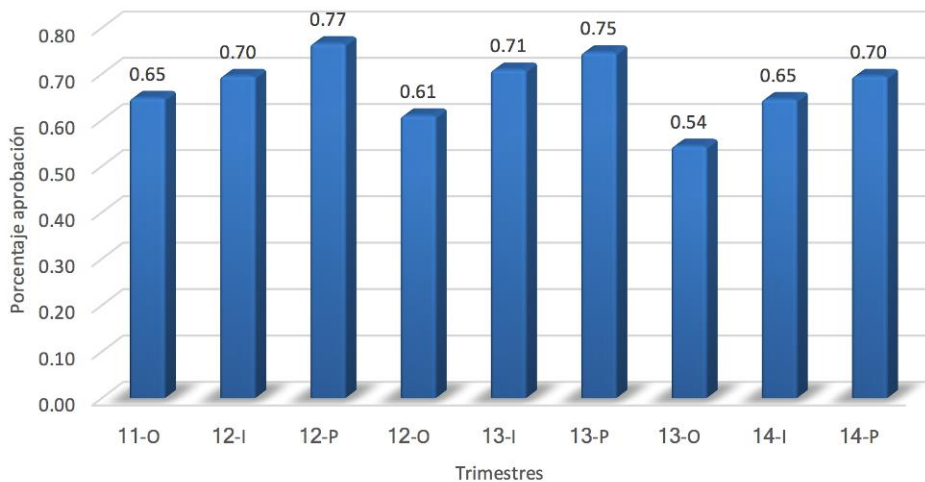


Figura 3 Índice de aprobación en el curso BAOC de Métodos Numéricos en Ingeniería.

#### 4. Discusión

Se realizó una encuesta para medir la satisfacción de los estudiantes que cursaron MNI bajo la modalidad BAOC. Esta encuesta se basó en [Villar, 2010] y se implementó con la plataforma LimeSurvey [Schmitz, 2003].

La encuesta de satisfacción, se aplicó a partir del trimestre 12-I. En la figura 4 se muestran los resultados obtenidos en la pregunta: ¿le fue útil ésta modalidad de estudio? Se observa que en promedio el 88% de los estudiantes consideran que la

modalidad le fue de utilidad, con un porcentaje máximo del 84% durante el trimestre 13-P y el mínimo del 66% durante el trimestre 13-I.

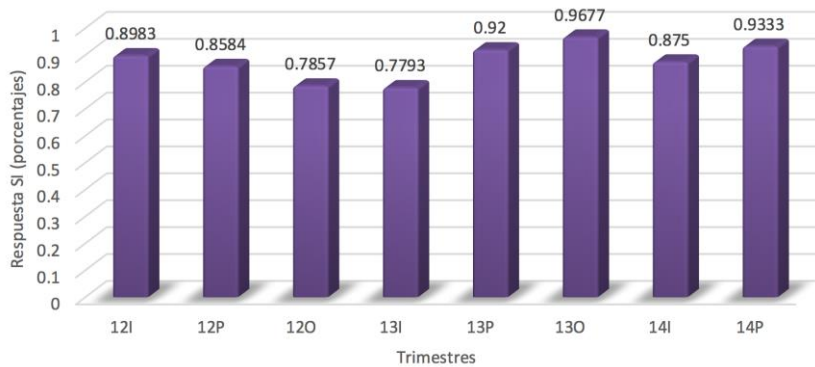


Figura 4 Encuesta: utilidad de la modalidad BAOC.

Para el caso de la pregunta: ¿cursaría otra UEA (Unidad de Enseñanza Aprendizaje) bajo esta modalidad educativa? Se observa que en promedio el 76% de los estudiantes consideran la posibilidad de cursar otra UEA bajo la modalidad BAOC, con un porcentaje máximo del 97% durante el trimestre 13-O y el mínimo del 78% durante el trimestre 12-O. En la figura 5 se muestran los resultados obtenidos en cada trimestre.

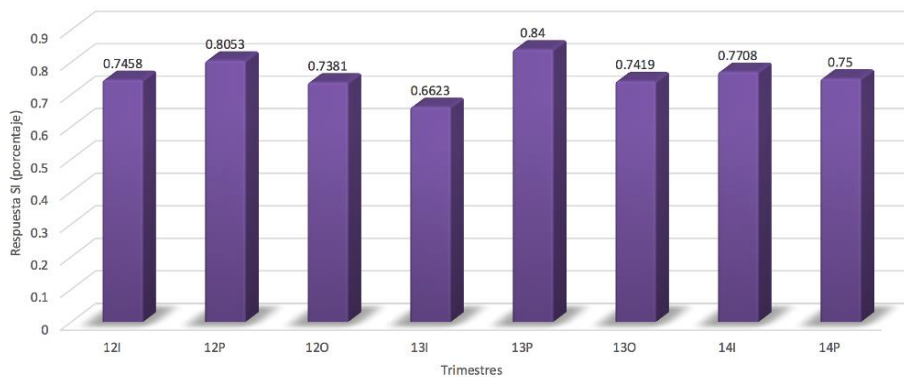


Figura 5 Encuesta: aceptación de la modalidad BOAC.

La proporción de alumnos que opinan que la modalidad es de utilidad, va del 78% al 97% con un valor medio del 88%. Mientras que la proporción de estudiantes que opinan estar dispuestos a tomar otro curso en la modalidad BAOC va del 66 % al 88% con un valor medio del 76 %.

## **5. Conclusiones**

BAOC es una propuesta que busca atender un mayor número de estudiantes y cubrir la demanda con los recursos disponibles en la Institución, se pueden atender hasta 750 alumnos en un año, utilizando un salón con capacidad para 50 alumnos para la aplicación de exámenes. BAOE facilita la programación de horario, optimizando los recursos físicos (ya que las sesiones del curso se realizan en línea) y humanos. Permite que la asesoría a los alumnos sea más flexible con lo cual pueden resolver sus dudas para realizar sus evaluaciones. Al impartir la clase en línea, pueden tomarla más alumnos desde diversos lugares, no necesitan trasladarse a la Universidad para asistir a su clase, si no pueden tomarla en tiempo real, se graba y está disponible para que la consulten después.

Ampliar la cobertura es una necesidad en las IES públicas, la atención de un número mayor de alumnos demanda más recursos físicos y humanos, sin embargo, los recursos disponibles en las Universidades son limitados. Por tanto, es necesario buscar alternativas en la conducción del proceso de enseñanza y aprendizaje que permitan optimizar los recursos disponibles en la Institución como BAOE.

Con la aplicación de la modalidad BAOE, se espera que el porcentaje de aprobación promedio sea del 68%, con un índice de retención promedio del 61%. En promedio, para el 88% de estudiantes la modalidad BAOE es útil, mientras que el 76% tomarían otro curso bajo esta modalidad. Por tanto, se considera que la propuesta de la modalidad BAOE para atender grupos grandes es funcional y comparable a la metodología de grupos tradicionales, con la ventaja de que se optimizan los recursos físicos y humanos, ofreciendo a los estudiantes una alternativa para aprovechar y administrar mejor su tiempo.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Allen, B. Crosky, A. McAlpine, I. Hoffman, M. and Munroe, P. A blended approach to collaborative learning: Can it make large group teaching more student-centred?, in Proceedings of the 23rd annual ascilite conference: Who's learning? Whose technology?, 2006.

- [2] Akyol, Zehra, D Randy Garrison, and M Yasar Ozden. Development of a Community of Inquiry in Online and Blended Learning Contexts. *Procedia Social and Behavioral Sciences* 1, pp. 1834–1838, 2009.
- [3] Adobe Systems Incorporated, Adobe Connect, 2016: <http://www.adobe.com/products/adobeconnect/meetings.html>.
- [4] Delgado M. and Solano A. Estrategias didácticas creativas en entornos virtuales para el aprendizaje, *Actual. Investigación en Educación*, vol. 9, no. 2, pp. 1–21, 2009.
- [5] Du, Helen, Hao Jin-Xing, Kwok Ron, and Wagner Christian. Can a Lean Medium Enhance Large-Group Communication? Examining the Impact of Interactive Mobile Learning. *Journal Of The American Society For Information Science And Technology* 61.10, 2122–2137, 2010
- [6] Fini, A. The technological dimension of a massive open online course: The case of the CCK08 course tools, *Int. Rev. Res. Open Distance Learn.*, vol. 10, no. 5 SPL.ISS, 2009.
- [7] Forbes. MOOCs, la revolución que saca el estudio de las aulas-Forbes México: <http://www.forbes.com.mx/moocs-la-revolucion-que-saca-el-estudio-de-las-aulas/>, 2014.
- [8] Galván, J. *Aprendizaje Integral*, 2a ed. México, DF: Grupo Editorial Tomo, 2005.
- [9] Generalitat de Catalunya, zonaClic - JClic: <http://clic.xtec.cat/es/jclic/>. 2015.
- [10] Gómez, N. Más de 90 mil buscan un lugar en la UAM, *El Universal*, pp. 1, 30 Jun 2013.
- [11] Hines, W. W. Montgomery, D. C. Goldsman, D. M. and Borrór, C. M. *Probabilidad y Estadística Para Ingeniería*, Cuarta Edición. México, DF: Grupo Editorial Patria, 2010.
- [12] Hwa-Young, J. Cheol-Rim, C. and Young-Jae, S. Personalized Learning Course Planner with E-learning DSS using user profile, *Expert Syst. Appl.*, vol. 39, pp. 2567–2577, 2012.
- [13] Macías, F. LIM, EDUCALI: <http://www.educalim.com/cinico.htm>. Aug-2015.
- [14] Oracle, MySQL. 2016: <https://www.mysql.com/>.

- [15] Ignjatovic, M. and Jovanovic, S. Implementing Sakai Open Academy Environment Pros and Cons., *Int. J. Emerg. Technol.* April, pp. 64–68, 2013.
- [16] Kop, R. The Challenges to Connectivist Learning on Open Online Networks: Learning Experiences during a Massive Open Online Course. *International Review of Research in Open and Distance Learning* 12.3, pp. 19–38, 2011
- [17] Lamerás, P. Levy, P. Paraskakis, I. and Webber, S. Blended University teaching using virtual learning environments: conceptions and approaches, *Instr Sci*, vol. 40, pp. 141–157, 2012.
- [18] Martin, F. G. Education will massive open online courses change how we teach, *Commun. ACM*, vol. 55, no. 8, pp. 26–28, 2012.
- [19] Martínez N. UNAM, al límite de su capacidad: Narro, El Universal, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA, United States. Aug-2013.
- [20] Maya, N. Amplían lugares en nivel superior, El Universal, México, DF, pp. 1, Jul-2013.
- [21] McKinney, Kathleen, and Mary Graham Mary Graham. The Use of Collaborative Learning Groups in the Large Class: Is It Possible? *Teaching Sociology* 21.4, pp. 403–408, 1993.
- [22] Nagel, Lynette, and Theuns G Kotzé. Supersizing E-Learning: What a Col Survey Reveals about Teaching Presence in a Large Online Class. *Internet and Higher Education* 13, 45–51, 2010.
- [23] Nicoară, S. The Impact Of Massive Online Open Courses In Academic Environments. The 9 th International Scientific Conference eLearning and software for Education Bucharest, April 2013.
- [24] NYTimes. MOOCs, Large Courses Open to All, Topple Campus Walls - NYTimes.com: [http://www.nytimes.com/2012/03/05/education/moocs-large-courses-open-to-all-topple-campus-walls.html?pagewanted=all&\\_r=0](http://www.nytimes.com/2012/03/05/education/moocs-large-courses-open-to-all-topple-campus-walls.html?pagewanted=all&_r=0).
- [25] Scagnoli, N. I. Blended learning: La convergencia de lo presencial y lo virtual, Primer Coloquio sobre la Práctica de la Educación Virtual en la UAM-A, 2012.
- [26] Sakai History, Sakai, 2014: <https://sakaiproject.org/sakai-history>. Aug-2015.
- [27] Schmitz, C. and Cleeland, J. LimeSurvey. 2003.

- [28] Silva-López, R., Cruz-Miguel, E., Sordo-Zabay, E., Pablo-Leyva H. Nuevos Paradigmas en el proceso de enseñanza-aprendizaje mediado por TIC en la DCBI de la UAM Azcapotzalco. Memorias del Primer Coloquio sobre la Practica de la Educación Virtual en la UAM-A. Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Azcapotzalco, vol. 1 no. 1, pp.427-434, 2012.
- [29] Silva López, R., Méndez-Gurrola, I., Herrera, O. Meta modelo de aprendizaje estratégico (MAE): Arquitectura de la capa de infraestructura, solución basada en la Cloud Computing. *Research in Computing Science*, Vol. 93, 175–188, 2015.
- [30] Silva-López, R.B. Méndez-Gurrola, I.I. Herrera-Alcántara, O. Silva-López, M.I. Fallad-Chávez, J. Strategic Learning Meta-Model (SLM): Architecture of the Personalized Virtual Learning Environment (PVLE) Based on the Cloud Computing. *Advanced in Artificial Intelligence and Its Applications*. Springer. Vol.2, pp.183-194, 2015.
- [31] Stewart A. and Holmes, M. Hot Potatoes Home Page, Half-Baked Software. Disponible: <https://hotpot.uvic.ca/>. Accesado: 11-Aug-2015.
- [32] Stricker, D. Weibel, D. and Wissmath, B. Efficient learning using a virtual learning environment in a university class, *Comput. Educ.*, vol. 56, pp. 495–504, 2011.
- [33] The Apache Software Foundation, Apache Tomcat: <http://tomcat.apache.org>
- [34] Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco. Anuario Estadístico, 2012.
- [35] Villar, G. La evaluación de un curso virtual. Propuesta de un modelo. *Enfoques del aprendizaje*, Jan 2010.
- [36] Wessa, P. De Rycker, A. and Holliday, I. E. Content-Based VLE Designs Improve Learning Efficiency in Constructivist Statistics Education, *PLoS One*, vol. 6, no. 10, pp. 1–15, 2011.
- [37] Watson, J. M. The Keller Plan, Final Examinations, and Long-Term Retention, *J. Res. Math. Educ.*, vol. 17, no. 1, pp. 60–68, 1986.
- [38] Yong, J. Design Education Online: Learning Delivery and Evaluation, *iJADE*, vol. 30, no. 2, pp. 176–187, 2011.

# DISPOSITIVO TELEMÉTRICO PARA MONITOREO DE FRECUENCIA CARDIACA Y SATURACIÓN DE OXÍGENO

**Lorena Lomelí Herrera**

Universidad de la Salle Bajío  
*llh55795@udelasalle.edu.mx*

**Federico Aguayo Ríos**

Universidad de la Salle Bajío  
*faguayo64@hotmail.com*

**Rafael Martínez Peláez**

Universidad de la Salle Bajío  
*rmartinezp@delasalle.edu.mx*

## Resumen

Se presenta un sistema de telemetría para monitoreo de frecuencia cardiaca y saturación de oxígeno que permite almacenar los datos en una memoria SD y transmitirlos para su análisis a través de una interfaz desarrollada en LabVIEW. Las pruebas realizadas demuestran que los signos obtenidos por el sistema propuesto se asemejan a los signos obtenidos por un producto comercial.

**Palabras Claves:** Frecuencia cardiaca, PCB, RF, signos vitales, SPO2.

## Abstract

*A telemetry system for heart rate and oxygen saturation monitoring is presented, allowing the data to be stored in a micro SD card and transmitted for analysis through an interface developed in LabVIEW. The tests performed demonstrates that the signs obtained by our system are very similar from the signs obtained by a commercial product.*

**Keywords:** Heart rate, PCB, RF, vital signs, SPO2.



## 1. Introducción

La práctica de la medicina exige al médico una buena preparación y habilidades para diagnosticar a tiempo el nivel de gravedad en la que se encuentra el paciente; significa entonces que, durante la valoración del paciente, como paso inicial, se debe de evaluar correctamente los signos vitales para la posterior toma de decisiones de acuerdo con los hallazgos. El monitoreo de los signos vitales no está indicado solo para los enfermos, sino también para quienes deben estar en buenas condiciones físicas debido a que éstos son más propensos a sufrir de arritmias cardiacas, como resultado de la actividad física que desempeñan.

Resulta oportuno para un deportista y su equipo de trabajo conocer éstos parámetros y sus posibles variaciones, para mejorar estrategias de entrenamiento y tener un mejor rendimiento físico.

### Signos Vitales

Los signos vitales son los valores que permiten evaluar las respuestas de la función corporal, y a continuación se describen [Villegas, 2012]:

- *Frecuencia cardíaca*: el pulso es una onda palpitante de sangre generada por la expansión y contracción de una arteria al fluir mayor o menor cantidad de sangre; esto es provocado por la contracción del ventrículo izquierdo del corazón permitiendo que la sangre fluya por las venas y arterias de todo el cuerpo. También nos permite determinar el nivel de rendimiento de latido del corazón, así como información sobre la válvula aórtica [Penagos, 2005]. El pulso se puede palpar fácilmente en pies (pedial) y cuello (carótida) en cualquier otra parte del cuerpo donde la arteria pueda ser fácilmente comprimida contra la superficie ósea, tales como: temporal, carótida, braquial, radial, femoral, poplíteo, y pedial. La frecuencia cardíaca es el número de latidos por minuto y puede variar según la edad, sexo, actividad física, estado emocional, fiebre, medicamentos, hemorragias y estado de hidratación.
- *Frecuencia respiratoria*: la respiración es el proceso mediante el cual el individuo absorbe el aire del entorno y expulsa dióxido de carbono del

organismo; el ciclo respiratorio está conformado por una fase de inspiración y otra de espiración, ambas fases conforman el proceso de la ventilación pulmonar. La ventilación pulmonar es el proceso mecánico entre el flujo de entrada y salida de la atmósfera para introducir oxígeno al alvéolo y expulsar dióxido de carbono [Guyton, 2000]. Durante la inspiración, se contrae el diafragma y tira de la superficie inferior de los pulmones hacia abajo. Después durante la espiración, se relaja el diafragma y es el retroceso elástico de los pulmones, de la pared torácica y de las estructuras abdominales que comprimen los pulmones. La frecuencia respiratoria es la valoración externa del intercambio gaseoso pulmonar en un lapso de un minuto; sus condiciones normales se presentan en la tabla 1 [Penagos, 2005].

Tabla 1 Valores normales de la frecuencia respiratoria en relación con la edad.

<b>Edad</b>	<b>Respiraciones por minuto</b>
Recién nacido	30 – 80
Lactante menor	20 – 40
Lactante mayor	20 – 30
Niños de 2 a 4 años	20 – 30
Niños de 6 a 8 años	20 – 25
Adulto	15 – 20

- *Presión arterial:* la presión arterial es una medida que se obtiene de la presión que ejerce la sangre sobre las paredes de las arterias. Debido a que la sangre se mueve en forma de ondas, es posible obtener dos tipos de medidas de presión: la presión Sistólica que es la presión de la sangre debido a la contracción de los ventrículos; y la presión diastólica que es la presión que queda cuando los ventrículos se relajan [Penagos, 2005]. Para poder entender los movimientos de sístole y diástole, que son con los que el corazón impulsa la sangre, habrá que explicar las cuatro cavidades en las que está dividido el corazón y su función.

El corazón está conformado de dos cavidades superiores, la aurícula derecha y aurícula izquierda y dos inferiores llamadas ventrículo izquierdo y

ventrículo derecho. Las aurículas reciben la sangre para después enviarlas a los ventrículos, y éstos se encargarán de expulsar nuevamente la sangre del corazón. La aurícula derecha recibe la sangre poco oxigenada desde la vena cava superior y la vena cava inferior; seguidamente, la sangre pasa al ventrículo derecho para expulsar la sangre por la arteria pulmonar; ésta sangre se oxigena al pasar por los pulmones y regresa a la aurícula izquierda a través de las venas pulmonares; de aquí la sangre pasa al ventrículo izquierdo y éste se encarga de expulsar la sangre por la arteria aorta para proporcionar oxígeno a todos los tejidos del cuerpo.

- **Oximetría:** para entender la oximetría es necesario conocer la función que realiza la hemoglobina dentro del eritrocito. Esta proteína sirve para llenar la célula de oxígeno y hacer efectivo su transporte.

De acuerdo a la ley de Lambert: a mayor longitud de onda, mayor será la luz absorbida. Por lo que, la oximetría se define como el nivel de absorción de luz que tiene la hemoglobina oxigenada, y desoxigenada. La sangre desoxigenada absorbe mayor luz roja (660 a 700 nm) y la oxigenada mayor luz infrarroja (850 a 1000 nm). En la figura 1 se ilustra lo explicado anteriormente [Polaroid, 2015].

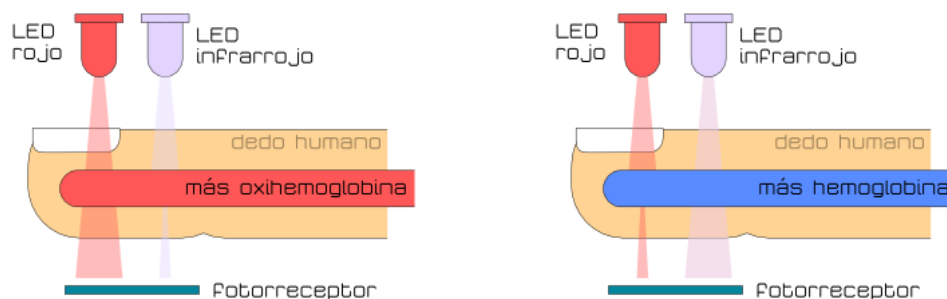


Figura 1 Nivel de absorción de luz de hemoglobina y oxihemoglobina.

## Trabajos Relacionados

Los sistemas telemétricos permiten controlar, medir y monitorear remotamente y en tiempo real diversas variables [Dodge, 2011]. Por lo tanto, su aplicación no se limita a un área en específica. En consecuencia, la telemetría se puede aplicar a la salud debido a que es un tema relevante para la humanidad.

De acuerdo a Ramírez-Marín-Cifuentes (2015), la telemetría se utiliza para monitorear las señales fisiológicas de temperatura, ritmo cardiaco y presión arterial. También se puede monitorear la saturación de oxígeno [Castellano, 2012]. En el mercado y en la literatura, se encuentran varios dispositivos telemétricos que miden señales fisiológicas [Castellano, 2012]; [Edson, 2007], [Melo, 2009], [Mínguez, 2009], [Oviedo, 2016] demostrando que el tema es de gran interés por la academia, sociedad e industria.

En el presente artículo, se describe el diseño y desarrollo de un dispositivo de telemetría para monitorear la frecuencia cardiaca y saturación de oxígeno, utilizando tecnología abierta y con la intención de que se pública. Los resultados demuestran que el desarrollo tecnológico es funcional.

## 2. Métodos

En la figura 2, se presenta el diseño del proyecto que consta de la obtención de los signos vitales a través de sensores, su procesamiento y transmisión por Radio Frecuencia (RF) de 915 MHz. Una vez recibidos los datos por RF, se muestran en una interfaz gráfica para su análisis y seguimiento de una persona.

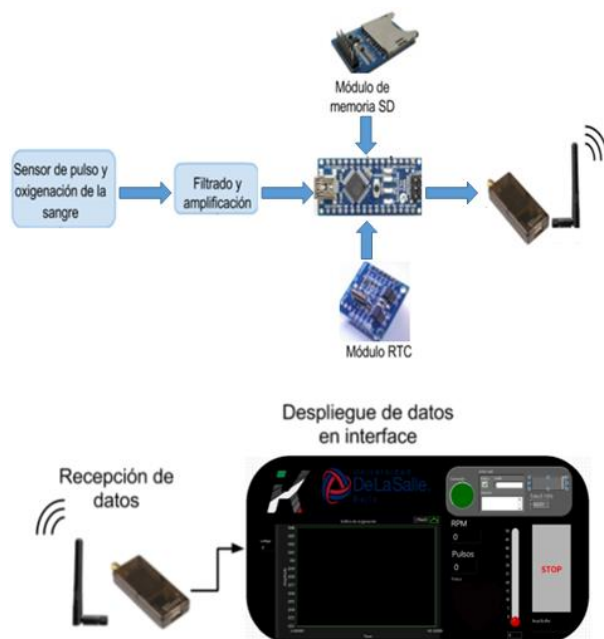


Figura 2 Escenario de desarrollo del proyecto.

Para medir el pulso y la saturación de oxígeno se unificaron en un solo sensor, debido a que a través de la gráfica de oxigenación es posible detectar el pulso del corazón, a esto se le llama pulsioxímetro. Sin embargo, la señal que entrega el fototransistor en conjunto con el led infrarrojo es muy tenue, por lo que, se necesitó un circuito encargado de amplificar la señal y filtrarla. Posteriormente, la señal se procesa por la tarjeta de desarrollo Arduino UNO nano. Finalmente, los datos se envían por el módulo de RF de 915 MHz.

Cuando el módulo de RF recibe los datos, los envía a una computadora a través de un cable USB y se presentan los datos en una interfaz gráfica programada en LabVIEW.

### **Circuito de Filtrado y Amplificación de Señal para Pulsioxímetro**

El circuito de filtrado y amplificación de señal para pulsioxímetro se encuentra construido por un led infrarrojo (IR) como emisor y un fotodiodo como receptor. La luz infrarroja se refleja en el dedo para detectar el nivel de sangre oxigenada que pasa a través de él. La intensidad de luz que es recibida por el fotodiodo pasa primero por un filtro pasa altas de 1.5 Hz y después por dos etapas de amplificación con ganancia de 100 cada una, lo que da una ganancia total de 10,000. Como *amp op* se utilizó el LM358. En la tabla 2, se enlistan los componentes y su identificador que conforman el circuito. En la figura 3, se muestra el esquema del circuito diseñado para filtrar y amplificar la señal entregada por el fotodiodo para el pulsioxímetro; el voltaje de 5v se obtiene del regulador de voltaje que viene incluido en la tarjeta de desarrollo de Arduino UNO nano; cabe mencionar que todas las tierras del circuito están acopladas.

Antes de que la señal pase por la entrada positiva del amplificador operacional, ésta atravesará un filtro pasivo pasa altas el cual consta de un capacitor y una resistencia. Los componentes de éste filtro se calcularon para permitir el paso a frecuencias mayores de 1.5 Hz y así eliminar el ruido. Se sustituyen los valores en la ecuación 1.

$$R_1 = \frac{1}{2\pi F_c C_1} \quad (1)$$

Tabla 2 Componentes eléctricos que conforman el circuito para el pulsioxímetro.

Cantidad	Componente	Identificador
1	Led infrarrojo	LED1
1	Fotodiodo	U1
1	Amp op LM358 con dos etapas de amplificación en el CI	U2A, U2B
1	Resistencia de 120 Ω	R1
1	Resistencia de 22 kΩ	R2
1	Resistencia de 330 Ω	R3
2	Resistencias de 47 kΩ	R4, R7
2	Resistencias de 10 kΩ	R5, R8
2	Resistencias de 1 MΩ	R6, R9
2	Resistencias de 100 kΩ	R10, R11
1	Resistencia de 33 kΩ	R12
2	Capacitores electrolíticos de 2.2 μF	C1, C3
2	Capacitores cerámicos de 68 nF	C2, C4
1	Potenciómetro de 10kΩ	P1
1	Diodo zener 1N4148	D1

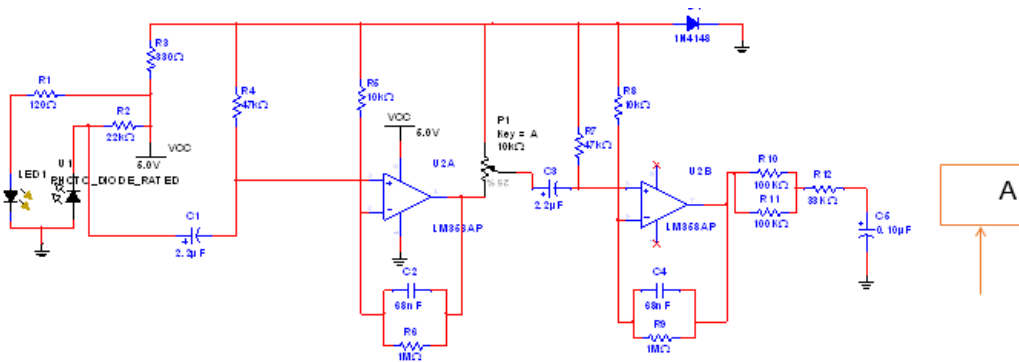


Figura 3 Esquema de circuito para oximetría de pulso.

Por tanto, dejándose fijo el capacitor electrolítico de 2.2 μF y se define la frecuencia de corte que será 1.5 Hz, el símbolo de R1 representa la resistencia que da como resultado se obtuvo que dicha resistencia deberá ser un valor cercano a 48.2 kΩ. La utilizada fue de de 47 kΩ, ya que fue el valor comercial más cercano al calculado. Para calcular los componentes del *amp op* de acuerdo con la ganancia deseada, ecuación 2.

$$A = \frac{R_f}{R_i} + 1 \quad (2)$$

En este caso se calcularon sus componentes para una ganancia de 100 en una sola etapa. Por lo que teniendo los valores  $R_i = 10 \text{ k}\Omega$  y  $A = 100$ , se obtiene como resultado que el valor de la resistencia de  $R_f$  tiene un valor cercano a 990 kΩ; por

lo que, se utilizó una resistencia de 1 M $\Omega$ , ya que es el valor comercial más cercano. El circuito incluye dos etapas de amplificación con ganancia de 100, ambas ganancias se multiplican, obteniendo una ganancia total de amplificación de 10,000, o lo que es igual a 60 dB. Se realizaron pruebas del sensor colocándolo en el dedo y en la figura 4 se muestra la señal de salida de éste circuito sin tener conectado el módulo de RF.

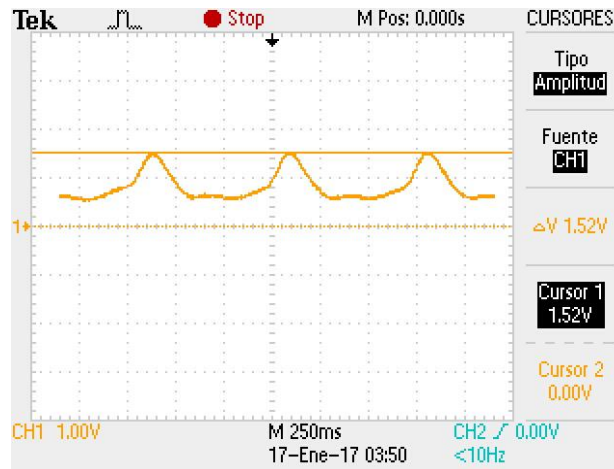


Figura 4 Medición realizada en osciloscopio del sensor de oximetría.

La señal mostrada en la figura 4 corresponde a el nivel de voltaje reflejado por el sensor, ésta señal servirá para obtener el nivel de oxigenación de la sangre. Los puntos donde aumenta esta señal hasta aproximadamente 1.5 V indica una palpitación del corazón, por medio de esta señal también se obtendrá la frecuencia cardiaca. Una vez filtrada y amplificada la señal, fue necesario agregar un tercer filtro pasivo pasa bajas antes de que sea procesada por el microcontrolador. Se decidió agregar este filtro debido al ruido electromagnético que se genera al conectar el módulo de RF. Éste filtro se calculó para una frecuencia de corte de 6.8 Hz. En la figura 5, de color naranja, se muestra la señal final después de haber agregado el filtro pasivo pasa bajas y de azul la señal sin el filtro pasa bajas después de haber conectado el módulo de RF.

Como fuente principal del circuito se utilizará una batería de 12 V a 3800 mA. El voltaje primero pasará por un regulador de voltaje ajustable LM317. El voltaje que éste regulador entrega se puede modificar de 0 a 12 V con el potenciómetro de 5

kΩ. Gracias al potenciómetro se logró regular el voltaje a 7 V el cual estará conectado al Vin de la tarjeta de desarrollo de Arduino UNO nano que ya cuenta con un regulador de 5 V integrado.

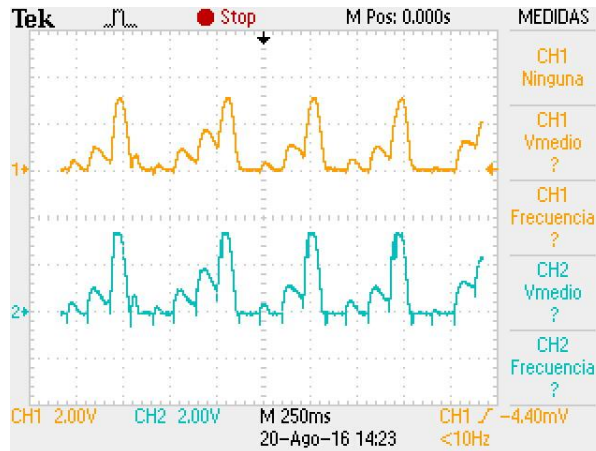


Figura 5 Medición realizada en osciloscopio del sensor de oximetría con módulo de RF.

El voltaje entregado por el regulador LM317 también estará conectado a un LM7805 que es un regulador de 5 V para alimentar el módulo de RF. En la tabla 3, se enlistan los componentes y su identificador que conforman el circuito. En la figura 6, se muestra el esquema del circuito de la fuente de voltaje.

Tabla 3 Componentes eléctricos que conforman el circuito de la fuente de voltaje.

Cantidad	Componente	Identificador
1	Resistencia de 240 Ω	R14
1	Potenciómetro de 5 kΩ	P2
2	Capacitores cerámicos de 0.1uF	C6, C9
2	Capacitores electrolíticos de 10uF	C7, C8
5	Diodos 1N4001	D2, D3, D4, D5, D6
1	Regulador ajustable LM317	U4
1	Regulador de 5V LM7805	U3
1	Batería de 12V	V1

### Circuito para Activar Led Indicador de Pulso Cardíaco

Éste circuito se usa para encender un led cada vez que se detecta un pulso del corazón en el pulsioxímetro. Éste led se enciende cuando las salida digital D2 esté en HIGH y se apaga cuando se encuentre en LOW.



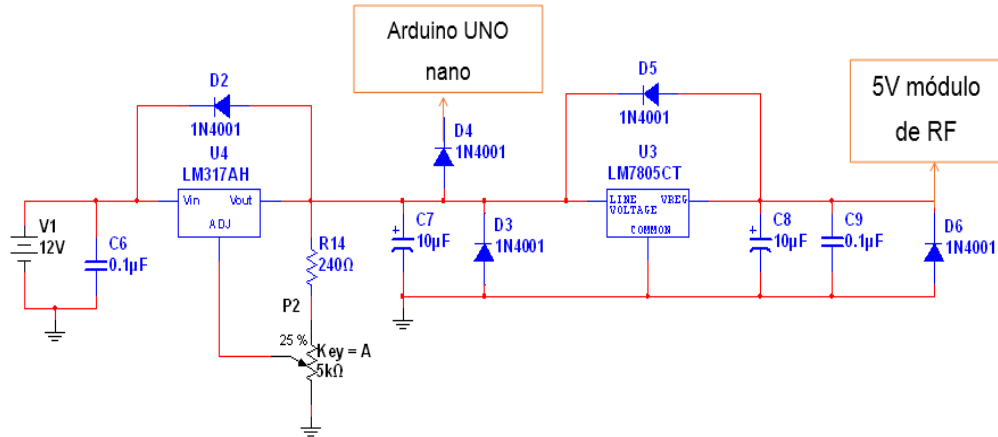


Figura 6 Esquema de fuente de voltaje.

El led servirá para usarlo de referencia y comprobar que el sensor del pulsioxímetro esté bien colocado, ya que se puede medir el pulso con los dedos y comprobar que coincida con el led. En la tabla 4, se enlistan los componentes y su identificador que conforman el circuito, y en la figura 7, se muestra el esquema del circuito que activa el led.

Tabla 4 Componentes eléctricos que conforman el circuito para encender el led indicador.

Cantidad	Componente	Identificador
1	Resistencia de 4.7 kΩ	R15
1	Potenciómetro de 330 Ω	R16
1	Transistor 2N2222	Q1
1	Led	LED2

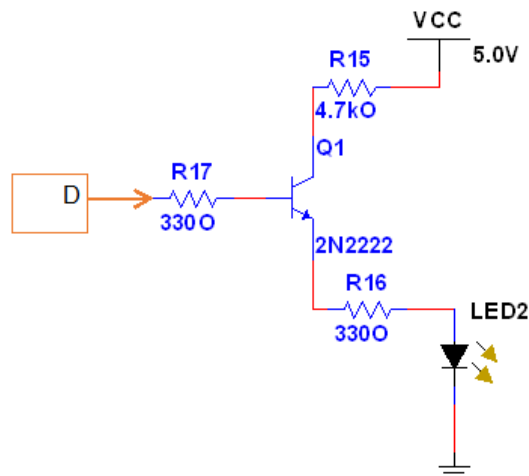


Figura 7 Esquema de circuito para activar el led.

## Diseño de Circuito en PCB

Desde el software de “Multisim” se exportaron los componentes y conexiones a “Ultiboard” para poder diseñar la placa impresa. El diseño se hizo de una sola capa de cobre, para facilitar su manufactura. Algunos componentes fueron sustituidos por otros de montaje superficial.

En la figura 8, se muestra el circuito para obtener la saturación de oxígeno en la sangre y frecuencia cardiaca. Para poder sacar el porcentaje de saturación de oxígeno en la sangre es necesario hacer una comparación de la hemoglobina no oxigenada entre la oxigenada. Por esta razón fue necesario utilizar el SSL-LX5093HT que tiene mayor longitud de onda pero su intensidad lumínica es muy baja, y el led MT7315B-UR-A que proporciona mayor intensidad lumínica.

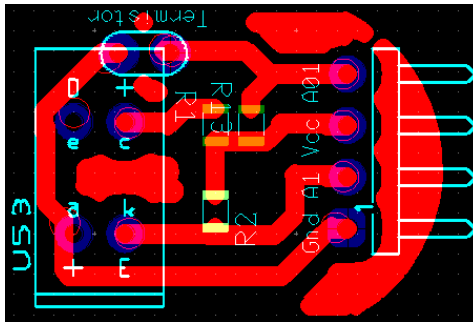


Figura 8 Diseño de circuito impreso, placa de 2x1.5 cm.

A partir de este punto, se desarrolló un dedal que se pueda colocar en cualquier dedo de la mano para medir el nivel de hemoglobina oxigenada que se refleja al pasar la luz infrarroja emitida por el led ver figura 9a. Posteriormente, se procedió a imprimir el dedal en 3D ver figura 9b.

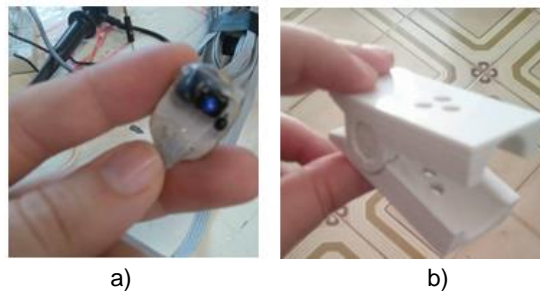


Figura 9 Diseño del dedal e impresión en 3D.

En la figura 10, se muestra como se montaron los leds utilizando la placa inicial; en ella se soldó por medio de cables el voltaje de la placa después de la resistencia de  $120 \Omega$  al led infrarrojo y tierra al par de leds rojos. Ambos leds se conectaron en paralelo para que el voltaje de consumo fuera el mismo y sus corrientes se distribuyan. Se soldó una resistencia de  $100 \Omega$  en cada led para protegerlos y no sobrepasar su "Forward voltage"; ecuación 3.

$$V = IR \quad (3)$$

Sustituyendo los valores en la ecuación 3 de la ley de ohm, donde  $V$  es voltaje,  $I$  es la corriente y  $R$  es la resistencia del circuito. Se le asignó a  $I = 20 \text{ mA}$  que corresponden a su corriente de prueba y a  $R = 100 \Omega$ , da como resultado  $2 \text{ V}$ .



Figura 10 Montaje de dedal por dentro e indicación de donde va conectado cada cable.

### Obtención de Nivel de Oxígeno en la Sangre y Pulso

Para poder obtener el nivel de oxígeno en la sangre es necesario calcular la relación del nivel máximo y mínimo de voltaje entre el led rojo y el IR; dicha relación se calcula con la ecuación 4 [Cardona, 2016].

$$R = \frac{(V_{maxR} - V_{minR}) * V_{minIR}}{(V_{maxIR} - V_{minIR}) * V_{minR}} \quad (4)$$

Donde:

- $V_{maxR}$ . Voltaje máximo de led rojo.
- $V_{minR}$ . Voltaje mínimo de led rojo.
- $V_{maxIR}$ . Voltaje máximo de led IR.
- $V_{minIR}$ . Voltaje mínimo de led IR.

Para obtener valores máximos y mínimos de cada led se estuvo alternando el encendido de ambos leds, ya que el led rojo y el led IR no pueden estar

encendidos al mismo tiempo; el led rojo permanecerá encendido 3 segundos y el led IR 6 segundos donde, solo 3 segundos se estará leyendo sus valores máximos y mínimos de voltaje y todo el tiempo en que permanezca encendido se estará leyendo el pulso. Mediante una condición se comprueba cuál de los dos leds se encuentra encendido, una vez detectado, por medio de un ciclo *FOR* se comienza a leer el voltaje de A1 (Entrada, señal amplificada de fotodiodo) cada 15 segundos y se almacena en un arreglo de 200 datos, del cual se usa solo el valor máximo y mínimo de voltaje.

Una vez que se calculó la relación, se usa la ecuación 5 para calcular el SPO2. Para mayor detalle de las ecuaciones 4 y 5 se sugiere revisar [Cardona, 2016].

$$SpO2 = (10.0002 * R^3) - (52.887 * R^2) + (26.871 * R) + 96.283 \quad (5)$$

En el caso del pulso, solo es posible medirlo con el led IR ya que la sangre arterial es pulsátil y la venosa no. En el programa se creó un método el cuál solo se usa durante el tiempo de encendido del led IR; en el programa se detecta cuando el voltaje de A1 aumentó y mediante la ecuación 6 se hace una estimación de pulsos por minuto de acuerdo al tiempo en que tardó en incrementar el voltaje.

$$Pulso = \frac{60,000}{Tiempo\ actual - Tiempo\ anterior} \quad (6)$$

Posteriormente, si el valor es mayor a 20, ya que los primeros segundos puede obtener lecturas erróneas, se almacena en un arreglo de 5 valores para promediarlos. En caso de que se detecte que el promedio es menor a 35 bpm (*beats per minute*) o mayor a 200 bpm, se considera que el usuario no se encuentra presente y por lo tanto el valor mostrado será 0.

### **Transmisión y recepción de datos**

Debido a la interferencia electromagnética generado por los módulos de RF, en este proyecto se buscó lograr una comunicación tanto alámbrica como inalámbrica. Para ello se estuvo trabajando con dos puertos serial diferente los cuales son: los designados originalmente, D0 y D1 (Tx y Rx), y los creados por software por medio de la librería "SoftwareSerial.h".

Por medio de la librería “SoftwareSerial.h” se pueden crear varios puertos en serie con hasta velocidades de 115,000 baudios. También permite transmitir por varios puertos a la vez, sin embargo, solo puede recibir datos desde uno solo. Para designar los pines que se van a utilizar para el segundo puerto serial, se declaran con el siguiente comando: “SoftwareSerial nombre(pin\_Rx,pin\_Tx)”. A este segundo puerto se le llamó como “RF” y se designó el pin D9 para Rx y el D10 para Tx. Ambos puertos serial, se inicializan a una velocidad de 9600 baudios.

El envío y recepción de datos requiere de una interrupción cada 20 milisegundos. Inicialmente, se convierten las variables de: pulso, SPO2, y voltaje en strings; el voltaje se almacenará en la variable nombrada como “graf” en el programa. Después, se concatenan todos estos valores en una variable tipo string llamada “cadena” para ser enviada por puertos seriales, con un “\n” al final para indicar un salto de línea. Se utiliza el comando de “nombre\_serial.println” para enviar los datos. Dentro de la variable “cadena”, cada dato se encuentra separado por una “,”. Este símbolo nos permitirá saber el inicio y el fin de cada valor, quedando de la siguiente manera:

```
Cadena= pulso2 + “,” + SPO2 + “,” + graf;  
RF.println (cadena);  
Serial.println(cadena);
```

Para almacenar los datos en una memoria SD, se utilizan dos librerías:

- “SPI.h” para la comunicación con el módulo de memoria SD.
- “SD.h” para el manejo de archivos en la memoria.

En el programa, se crea una variable de tipo file llamado “doc”. Los datos se almacenan en la memoria cada minuto; al pasar 60,000 mili segundos se entra a una interrupción donde: primero si esta puesta la memoria, comprueba que exista el documento llamado “Save.csv”, en caso de no existir, creará el documento y escribirá en sus encabezados los siguientes datos: Pulso/Bpm, SPO2/%, Temp/°C, Voltaje y RPM. Segundo, se abre el documento en modo de lectura y escritura, el comando utilizado para esto es “File\_WRITE”. Tercero, escribirá en el documento la variable llamada “cadena” y se cerrará para guardar los cambios realizados.

### 3. Resultados

En esta sección, se presentan los resultados obtenidos sobre el funcionamiento del dispositivo telemétrico. Se realizaron pruebas utilizando el dispositivo y se compararon contra resultados de dispositivos comerciales. Además, se realizaron mediciones de potencia de transición y rango de alcance del módulo de RF.

#### Medición de Signos Vitales

Las mediciones se realizaron cada hora a partir de las 4:00 pm, a un paciente el día 19 de abril del 2017. Se obtuvieron 5 mediciones por lo que las pruebas terminaron alrededor de las 9:00 pm. Primero se efectuaron las pruebas de manera local, y en segundo se efectuaron con el módulo de RF.

Para las pruebas de SPO2 y frecuencia cardíaca, se colocó en la misma mano el pulsioxímetro convencional y el del sistema telemétrico para evitar alteraciones en los signos. En el caso del pulsioxímetro comercial entrega la SPO2 con números enteros; en éste proyecto se presentan los resultados con decimales para mayor exactitud. En las figura 11 y figura 12, se muestran los resultados obtenidos de la medición de SPO2 y frecuencia cardíaca sin el módulo RF y con el módulo RF, respectivamente.

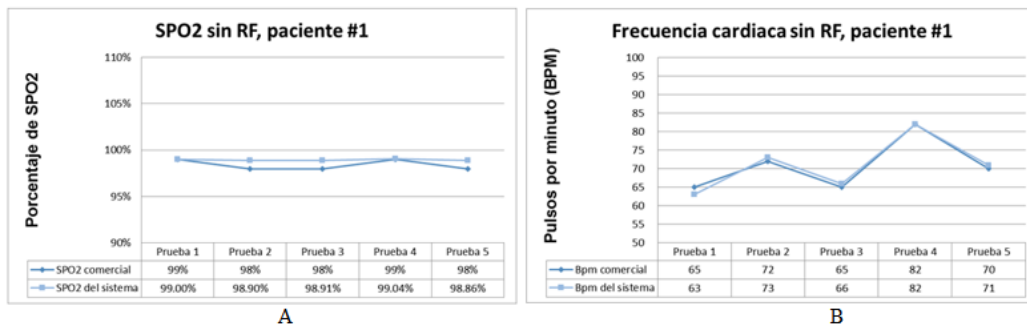


Figura 11 Resultados obtenidos por el sistema de telemetría desarrollado y del equipo comercial sin el módulo RF.

#### Medición de Potencia de Transmisión y Rango de Alcance

Se midió la potencia del transmisor en dos puntos diferentes. Uno fue desde el mismo punto de transmisión para ver la potencia máxima, la cual fue de -24.4 dBm a una frecuencia de 918.4 MHz, véase en la figura 13.

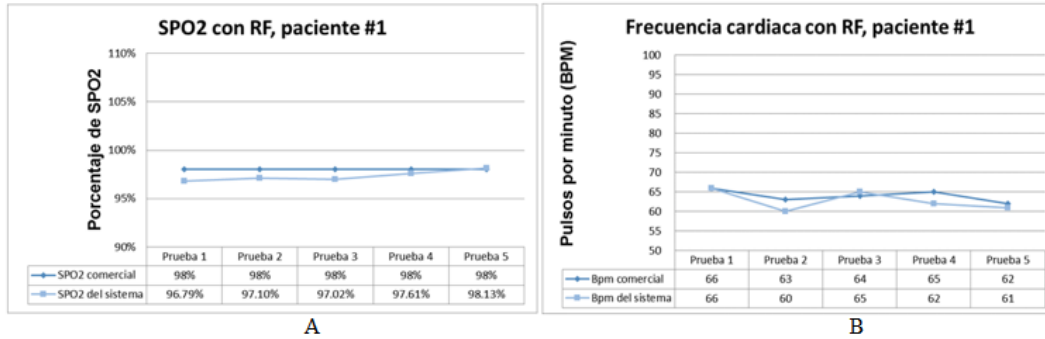


Figura 12 Resultados obtenidos por el sistema de telemetría desarrollado y del equipo comercial con el módulo RF.

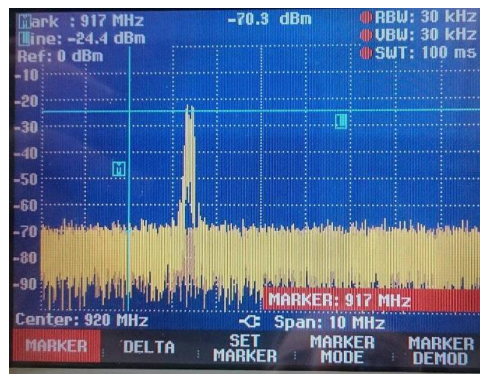


Figura 13 Medición de potencia máxima del transmisor.

Su rango de alcance fue de aproximadamente 50 m, a esta distancia todavía se recibían los datos constantemente y sin interferencias. Las pruebas se realizaron en los laboratorios de ingenierías de la Universidad de la Salle el Bajío, en León Guanajuato. En la figura 14 el transmisor se encuentra en el punto A y el receptor en el punto B.



Figura 14 Rango de alcance del transmisor (A) al receptor (B).

## **4. Discusión**

Se ha presentado un sistema capaz de medir correctamente la frecuencia cardiaca y nivel de oxigenación de la sangre de forma alámbrica o también, inalámbricamente, pero con un error de  $\pm 3$  en las medidas de SPO2 y frecuencia cardiaca. El sistema, también almacena en una memoria los datos medidos cada minuto para su posterior análisis.

En un dedal se colocaron dos leds rojos, un led IR y un fotodiodo para censar la luz absorbida. La luz roja es absorbida por la hemoglobina no oxigenada y la luz IR por la oxigenada y, también se usa para obtener la frecuencia cardiaca.

El sistema de telemetría transmite en un rango de 50m y se almacenan los datos en una memoria SD para su posterior análisis.

## **5. Conclusiones**

Se ha diseñado y desarrollado un sistema de telemétrica para medir signos vitales. El diseño ha sido realizado el software Multisim y se han presentado la teoría y ecuaciones utilizadas para obtener los valores del SPO2 y frecuencia cardiaca. Con la intención de verificar el buen funcionamiento el sistema, se realizaron pruebas con una persona para comparar los resultados obtenidos con el sistema de telemetría desarrollado contra resultados obtenidos a través de un dispositivo comercial. Las figuras 11 y 12 demuestran que los resultados son cercanos a los de un producto comercial.

## **Agradecimientos**

Se agradece a los revisores anónimos por sus valiosos comentarios que han servido para mejorar la calidad del artículo. También se agradece al Mtro. Enrique Aguilar Vargas por su apoyo en el desarrollo del proyecto.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Castellano, N. N., Gázquez Parra, J. A., López Rodríguez, J. F., Manzano Agugliaro F. Sistema de telemetría para la transmisión de datos desde ambulancia. DYNA, vol. 79, no. 175, pp. 43-51, 2012.



- [2] Cardona Soto, J. A., et al. Diseño e implementación de un oxímetro de pulso con Labview y la NI MyDAQ. *CULCyT*, no 55, 2016.
- [3] Dodge, M. Telemetría utilizando redes de datos de telefonía celular. *INGENIARE*, vol. 6, no. 11, pp. 67-78, 2011.
- [4] Edson, B.P., Duvan, C.Y., Leonardo, R.L. Sistema de monitoreo de cardiaco para pilotos de combate en pleno vuelo. *IV Latin American Congress on Biomedical Engineering*, 2007.
- [5] Guyton, C., & Hall, J. E. *Tratado de Fisiología Medica*. Philadelphia (EUA): McGraw-Hill, 2000.
- [6] Melo León, H.E., Maya Quintero, A.J. Dispositivo para telemetría de señales biológicas que permite la utilización de diferentes tecnologías. Universidad Militar Nueva Granada, pp. 1-190, 2009.
- [7] Mínguez Vital, Monitoreo de parámetros a través de un sistema de telemetría. Instituto Politécnico Nacional. Pp. 1-97, 2009.
- [8] Oviedo Riera, P.G., Valdivieso Mora, P.A. Sistema de telemetría para adquisición y procesamiento de bioseñales para neonatos. Universidad del Azuay, pp. 1-88, 2016.
- [9] Penagos, S. P., Salazar, L. D., & Vera, F. E. Control de signos vitales. Guías para manejo de Urgencias. Bogotá (Colombia): Fundación Cardioinfantil, pp. 1465-1473, 2005.
- [10] Polaridad. Principio de funcionamiento del oxímetro para monitorización del pulso. Marzo, 2015: <http://polaridad.es/monitorizacion-sensor-pulso-oximetro-frecuencia-cardiaca/>.
- [11] Ramírez López, L. J., Marín López, A. F., Cifuentes Sanabria, Y. P., Aplicación de la biotelemetría para tres signos vitales. *Ciencia y Poder Aéreo*, vol. 10, no. 1, 2015.
- [12] Villegas González, J., Villegas-Arenas, O.A., & Villegas-González, V. Semiología de los signos vitales: Una mirada novedosa a un problema vigente. *Archivos de Medicina (Colombia)*. vol. 12, no. 12, pp. 221-240, 2012.

# IMPLEMENTACIÓN DE BLOQUES PARA CONTROLADORES DIFUSOS ANALÓGICOS CON CIRCUITOS CMOS Y OPAMPS

***Edgar López Delgadillo***

Universidad Autónoma de Aguascalientes  
*elopezd@correo.uaa.mx*

***Luis Alejandro Flores Oropeza***

Universidad Autónoma de Aguascalientes  
*elopezd@correo.uaa.mx*

***Luis Enrique Arámbula Miranda***

Universidad Autónoma de Aguascalientes  
*elopezd@correo.uaa.mx*

***Alfonso Vela Rivera***

Universidad Autónoma de Aguascalientes  
*elopezd@correo.uaa.mx*

***Martín Isaac Falcón Segovia***

Universidad Autónoma de Aguascalientes  
*elopezd@correo.uaa.mx*

## **Resumen**

Una alternativa innovadora a las técnicas de control clásicas, es emplear el razonamiento heurístico basado en la experiencia de expertos en los sistemas. Este tipo de técnicas han sido ampliamente estudiadas en el dominio digital, sin embargo, recientemente ha crecido el interés por las implementaciones analógicas debido a su sencillez y al número reducido de elementos que estas requieren. En este artículo se presenta la implementación de diversos bloques de un sistema difuso analógico considerando una metodología de diseño top-down considerando modelos comportamentales en VerilogA e implementaciones a nivel tecnología

CMOS y OPAMPS. Los resultados se verifican a través de las simulaciones de los circuitos.

**Palabras Claves:** Función de membresía CMOS, sistema difuso, VerilogA.

## **Abstract**

*An innovative alternative to classical control techniques is to employ heuristic reasoning based on the expertise of systems experts. This type of techniques have been extensively studied in the digital domain, however, interest in analogue implementations has recently increased due to its simplicity and the reduced number of elements that are required. This article presents the implementation of several blocks of an analogue fuzzy system considering a top-down design methodology considering behavioral models in VerilogA, CMOS and OPAMP technology level implementations. The results are verified through the simulations of the circuits.*

**Keywords:** CMOS membership functions, fuzzy systems, VerilogA.

## **1. Introducción**

Una alternativa innovadora a las técnicas de control clásicas, es emplear un razonamiento heurístico basado en la experiencia de un experto en el sistema. Esta experiencia usualmente es recogida en forma de declaraciones y reglas lingüísticas. En este caso, no es necesario establecer un modelo del sistema, sino que todo el diseño del controlador se reduce a la “conversión” de un conjunto de reglas lingüísticas dentro de un algoritmo de control automático. La lógica difusa proporciona este mecanismo de conversión necesario para el diseño del controlador. Algunas aplicaciones se pueden apreciar en [Ofoli, 2006], [Cheng, 2010], [Gupta, 1997], [Lee, 1990] y [Perry, 2005].

En la figura 1 se muestran las funciones de membresía para la lógica difusa convencional y tipo 2. Un conjunto difuso tipo 2 se define mediante una función de membresía difusa, la cual tiene la particularidad de que sus límites no son concretos, es decir, presentan una incertidumbre en los valores que la acotan [Roos, 2004].

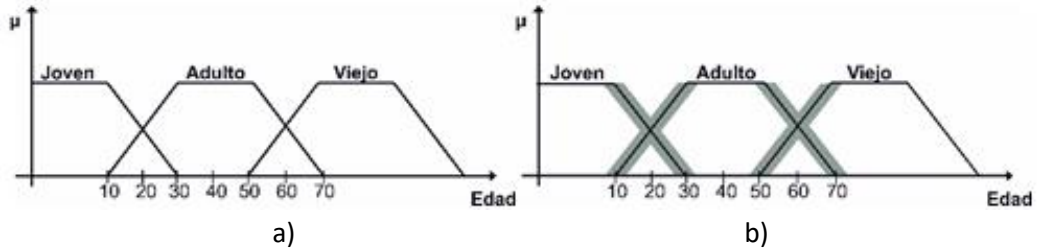


Figura 1 Funciones de Membresía.

De forma similar a los controladores difusos tipo 1 (T1FLC), figura 2, los controladores difusos tipo 2 (T2FLC), figura 3, están compuestos por un fuzzificador, el cual tiene como objetivo transformar un dato de entrada duro en un conjunto difuso; una base de reglas, que puede ser proporcionada por los expertos o puede ser extraída de datos numéricos; en cualquier caso, se expresa como una colección de sentencias SI-ENTONCES; un motor de inferencia, el cual combina la “fuerza” con la que se activa cada una las reglas para generar una salida difusa.

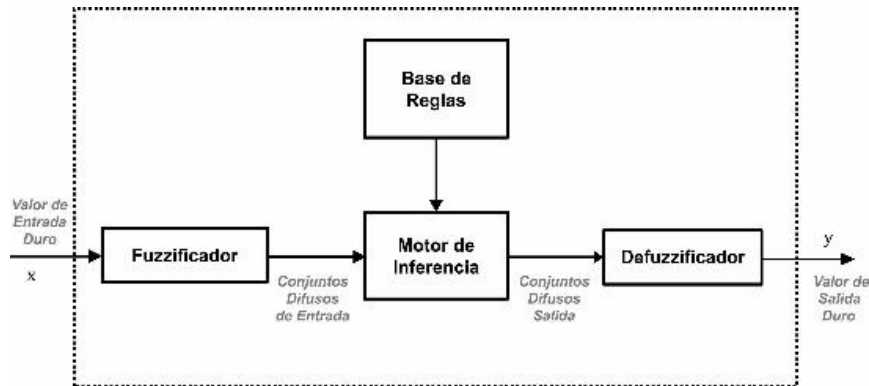


Figura 2 Controlador Difuso Tipo 1.

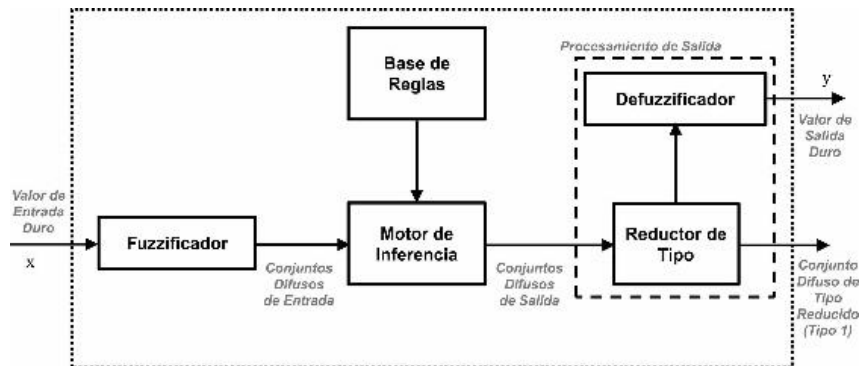


Figura 3 Controlador Difuso Tipo 2.

Una de las más importantes diferencias entre un T1FLC y un T2FLC, se presenta en el procesamiento de salida. En el caso de T1FLC solamente incluye un defuzzificador, el cual convierte la salida difusa generada por el motor de inferencia, en un dato duro. En cambio en los T2FLC, el procesamiento de salida incluye un reductor de tipo, el cual convierte los conjuntos de salida difusos tipo 2 en conjuntos difusos tipo 1; además de un defuzzificador que convierte los conjuntos difusos tipo 1 obtenidos del reductor de tipo, en datos duros.

En un T1FLC el desempeño y diseño dependen de la experiencia y conocimiento de los expertos. Se aplica un proceso de prueba y error para ajustar los parámetros de la base de reglas y de los conjuntos de membresía. Lo anterior implica que los valores de estos parámetros pueden cambiar de un experto a otro, es decir, el conocimiento usado es a menudo incierto. Esta incertidumbre conduce a reglas difusas en las cuales los antecedentes y/o consecuentes son no precisos, lo que se traduce en funciones de membresía también inciertas. En un Controlador difuso convencional no es posible hacer frente a la incertidumbre asociada a los parámetros del sistema, lo que conlleva a que la eficacia del sistema sea afectada. En cambio los sistemas basados en lógica difusa tipo 2, tienen como funciones de membresía de sus antecedentes y/o consecuentes a conjuntos difusos tipo 2, en los cuales los grados de membresía son en sí mismos conjuntos difusos tipo 1 definidos en el intervalo  $[0,1]$ . Por esta razón, son capaces de manejar la incertidumbre en sus parámetros y debido a esto, son muy útiles en circunstancias donde es muy difícil determinar de forma exacta la función de membresía de un conjunto difuso, o en situaciones donde exista incertidumbre en los grados de membresía en sí mismos o en cualquier otro parámetro del sistema.

## **2. Métodos**

La metodología de diseño que se ha seguido es llamada "TopDown" y es utilizada en el diseño de circuitos integrados para asegurar el funcionamiento correcto de bloques de circuito y para establecer condiciones de diseño para éstos en tecnología CMOS. Los pasos de la metodología son los siguientes:

1. Definición funcional de estructuras de alto nivel.

2. Definición de circuitos de alto nivel (funcionamiento general de bloques de circuito).
3. Diseño a nivel transistor de cada bloque de circuitos en una tecnología CMOS estándar.
4. Desarrollo de los patrones geométricos (Layout) para cada bloque de circuitos diseñado.
5. Fabricación del circuito integrado.

Después de cada uno de los pasos anteriores existe una etapa de pruebas y validación. Para los pasos 1 al 4, estas pruebas se realizan mediante simulaciones, por lo que los materiales son los programas de simulación. Por otro lado, el paso 5 se valida con la implementación física del circuito integrado diseñado, en consecuencia, los materiales son el equipo de laboratorio de electrónica y el prototipo de circuito integrado. Es importante mencionar que para el presente artículo se consideran resultados y pruebas de los puntos 1 al 3.

El diagrama a bloques del controlador difuso analógico se muestra en la figura 4. En este caso por representación solo se consideran tres reglas, pero estas pueden expandirse hasta el número deseado. Las entradas S son los "Singletons" y se realizan mediante fuentes de voltaje con los valores especificados para un controlador en particular.

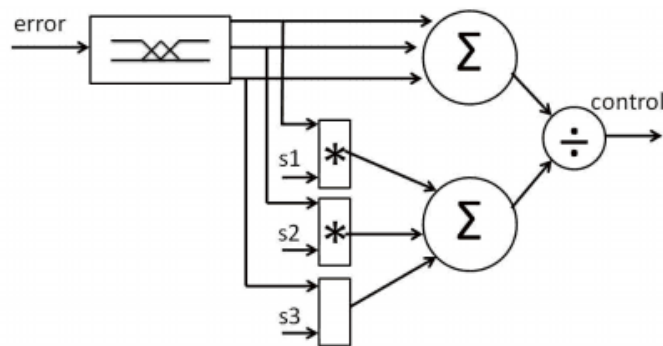


Figura 4 Diagrama a bloques del controlador difuso analógico.

Es importante mencionar que la implementación de un controlador difuso tipo dos se realiza mediante dos controladores tipo uno además de un reductor de tipo.

Debido a lo anterior los circuitos utilizados en los dos tipos son similares y el reductor es un promediador.

Atendiendo al orden de la metodología, para analizar el desempeño de la propuesta se realizan simulaciones en Spice del circuito de la figura 1. Para ello se implementan, en primer lugar, modelos comportamentales de alto nivel en verilogA del controlador difuso analógico que corresponde a la figura 4. El principal objetivo es observar la viabilidad del modelo de las funciones de membresía así como cada uno de los otros elementos.

Para el caso de la implementación CMOS del controlador difuso se considera en primer lugar la generación de las funciones de membresía de la figura 4. Se propone una implementación mediante estructuras diferenciales tanto tipo P como tipo N que es una modificación de la presentada en [Ota, 1996]. Esto para cubrir todo el rango de los voltajes de riel. La propuesta se muestra en la figura 5 y consta de dos estructuras diferenciales, una tipo P y otra tipo N interconectadas a través de un espejo de corriente simple. En este caso se consideran tres funciones de membresía, pero si se desea un número mayor solo se deben interconectar más etapas mediante espejos. En las fuentes de voltaje se representa la salida en modo corriente de cada una de las funciones.

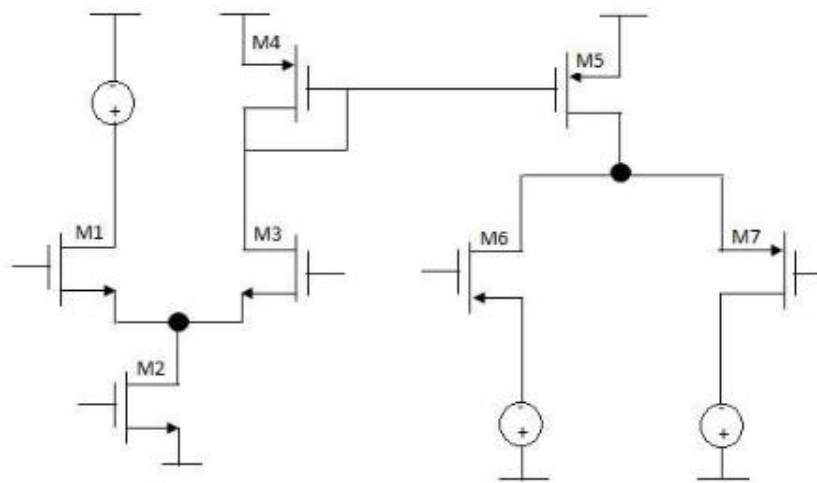


Figura 5 Circuito generador de funciones de membresía CMOS.

En la figura 6 se muestra el circuito de operación máximo considerado para el controlador difuso, este ha sido presentado en [Lazzaro, 1989]. En este IMAX es el





operacionales. En la figura 8 se muestran los circuitos principales implementados en Spice.

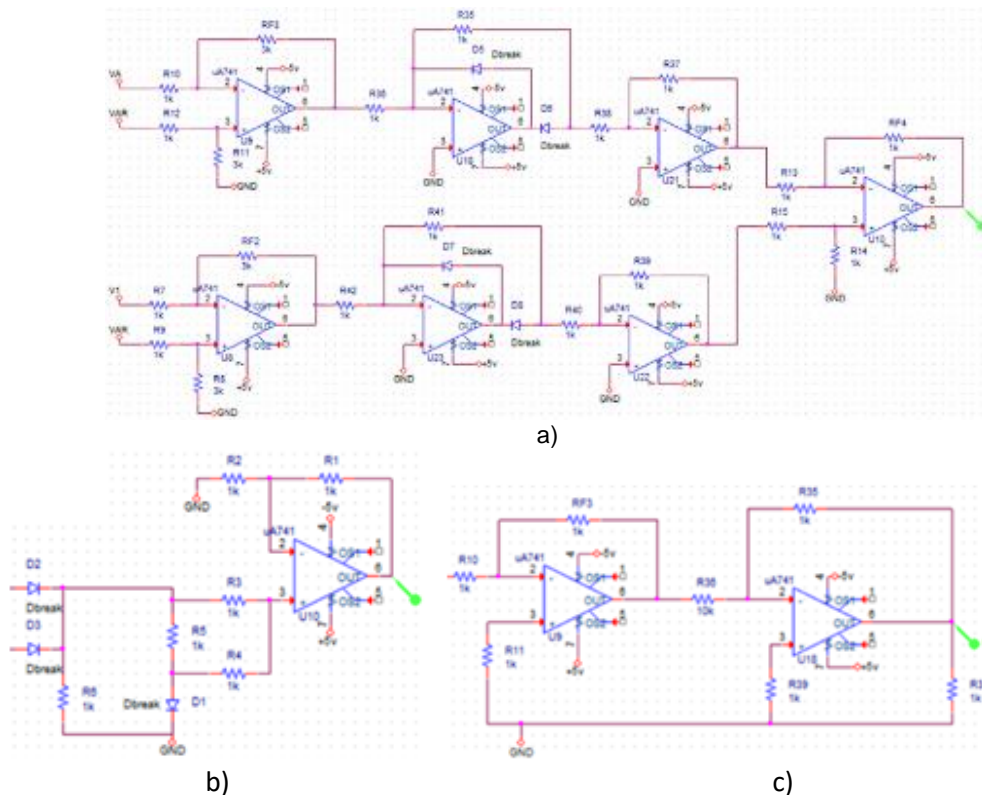


Figura 8 Implementación de los bloques del controlador mediante OPAMPS.

### 3. Resultados

Los resultados de simulación del circuito generador de las funciones de membresía de entrada se presentan en la figura 9. Para estos se considera un análisis en DC con un barrido de la entrada de voltaje. En la figura se puede apreciar la simulación de las funciones en tres niveles de abstracción, desde alto nivel (VerilogA) hasta bajo nivel (CMOS). Como se observa es posible implementar funciones de membresía tanto para lógica difusa tipo 1 como para tipo 2 mediante circuitos analógicos.

En la figura 10 se muestran los resultados de simulación del circuito normalizador de voltajes. Este ha sido implementado mediante OPAMPS y su función es mantener la salida dentro de un rango de voltajes escalando los valores de la entrada tal como se aprecia en las salidas en color verde y naranja.

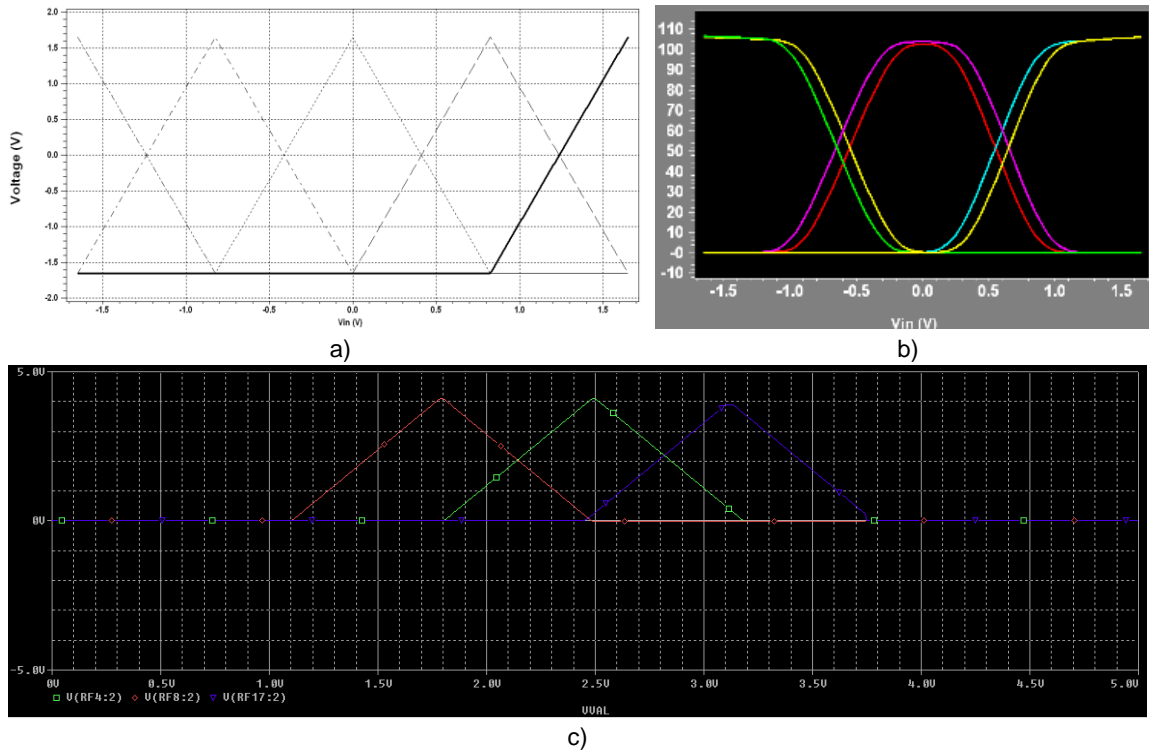


Figura 9 Resultados de simulación del circuito generador de funciones de membresía.

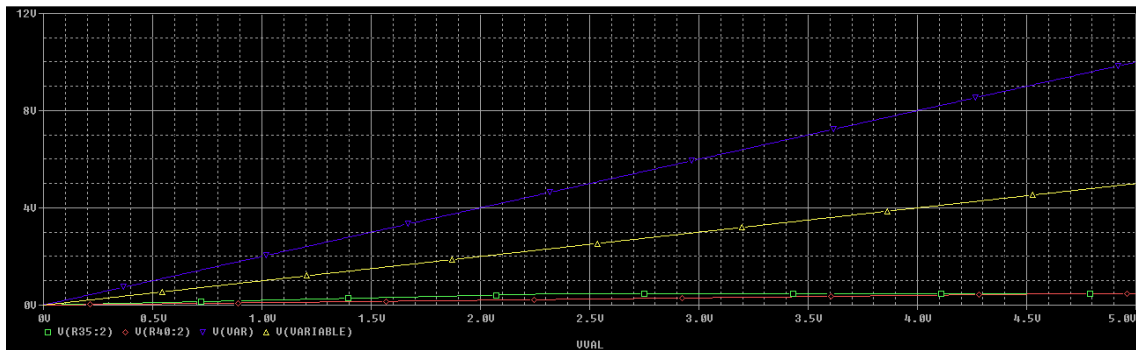


Figura 10 Resultados de simulación del circuito normalizador de voltajes.

Finalmente en la figura 11 se puede observar los resultados de simulación del circuito de máximo implementado con OPAMPs. Las entradas son dos ondas senoidales desfasadas 90 grados y la salida se presenta en color verde. Como puede apreciarse la salida sigue a las ondas senoidales cuando estas tienen un valor máximo comparado con la otra. Este circuito es importante en el motor de inferencia de los sistemas de lógica difusa.

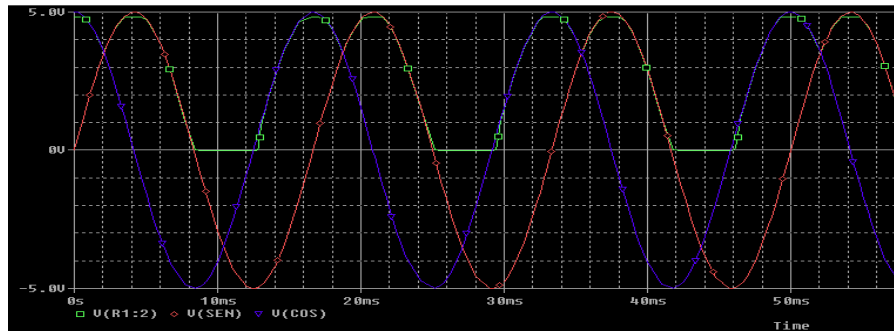


Figura 11 Resultados de simulación del circuito de máximo.

## 4. Discusión

Con la observación de los resultados se tiene que es posible implementar circuitos analógicos para las distintas etapas de un controlador difuso analógico. Estas se pueden realizar desde distintos niveles de concepción ya sea nivel comportamental o implementación mediante algún tipo de dispositivos. Por otra parte es importante señalar que estos bloques pueden ser utilizados tanto en lógica difusa tipo I o tipo II, como se puede apreciar en la figura 9b, que se presentan funciones de membresía tipo II.

## 5. Conclusiones

Se presentó la implementación de diversos bloques de un sistema difuso analógico considerando una metodología de diseño top-down considerando modelos comportamentales en VerilogA e implementaciones a nivel tecnología CMOS y OPAMPS. Con esto se reduce el número de elementos de circuito al eliminar el uso de convertidores analógico-digital. Los resultados de simulación han demostrado un desempeño adecuado de cada uno de los bloques analógicos implementados.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Gupta T., Boudreaux R. R., Nelms R., and Hung J., Implementation of a fuzzy controller for dc-dc converters using an inexpensive 8-b microcontroller, Industrial electronics, IEEE Transactions on, vol. 44, no. 5, pp. 661–669, October 1997.

- [2] Cheng C.H., Cheng P.J., and Wu M.T., Fuzzy logic design of self-tuning switching power supply, *Expert Systems with Applications*, vol. 37, no. 4, pp. 2929 – 2936, 2010.
- [3] Ross T. J., *Fuzzy Logic With Engineering Applications*, 2nd ed. John Wiley & Sons, 2004.
- [4] Lee C.C., Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller. i, *Systems, Man and Cybernetics, IEEE Transactions on*, vol. 20, no. 2, pp. 404–418, Mar/April 1990.
- [5] Lazzaro J., Ryckebusch S., Mohawald M.A. and Mead C., Winner-takeall networks of  $O(n)$  complexity, in *Advances in Neural Information Processing Systems*, Vol. 1, D.S. Touretzky, Ed. Los Altos, CA: Morgan Kaufmann, pp. 703-711, 1989.
- [6] Ofoli A. and Rubaai A., Real-time implementation of a fuzzy logic controller for switch-mode power-stage dc/dc converters, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 6, pp. 1367–1374, November-December 2006.
- [7] Ota Y., B.M.Wilamowski, Analog Hardware Implementation of a VoltageMode Fuzzy Min-Max Controller, *Journal of Circuits, Systems, and Computers*, Vol. 6, No.2, pp. 171-184, 1996.
- [8] Perry A., Feng G., Liu Y.F., and Sen P., A new analysis and design method for fuzzy logic controllers used in power converter, in *Industrial Electronics Society, 2005. IE-CON 2005. 31st Annual Conference of IEEE, 2005*.

# **INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EOLOELÉCTRICO INTERCONECTADO A LA RED**

***Adolfo Rafael López Núñez***

Tecnológico Nacional de México/Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico  
*adolfo\_rafael@cenidet.edu.mx*

***Jesús Darío Mina Antonio***

Tecnológico Nacional de México/Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico  
*jmina@cenidet.edu.mx*

***Roberto Carlos Gómez Hernández***

Tecnológico Nacional de México/Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico  
*roca@cenidet.edu.mx*

***Gabriel Calderón Zavala***

Tecnológico Nacional de México/Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico  
*gcalderon@cenidet.edu.mx*

***Oscar Hernández Martínez***

Tecnológico Nacional de México/Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico  
*ohernandez@cenidet.edu.mx*

## **Resumen**

En este artículo se muestra el diseño e implementación de un instrumento virtual, el cual permite medir voltajes y corrientes de un generador eoloeléctrico interconectado a red, desarrollado como prototipo para pruebas de laboratorio. Dicho generador eoloeléctrico está basado en un generador doblemente alimentado, un convertidor back to back y su correspondiente sistema de control. El instrumento virtual se implementó en el software LabVIEW, utilizando como tarjeta de adquisición de datos la tarjeta myRIO. Además de adquirir y mostrar las

señales de voltaje y corriente en tiempo real del sistema eoloeléctrico, el instrumento virtual es capaz de almacenar los valores de dichas señales en un archivo para su posterior análisis. Cabe mencionar que este trabajo es la primera etapa de un trabajo más extenso, en el cual en un futuro se pretende ampliar las capacidades de la tarjeta myRIO, para adicionalmente implementar y monitorear estrategias de control del generador eoloeléctrico.

**Palabras Claves:** Instrumentación virtual, LabVIEW, myRIO, WECS.

## **Abstract**

*This article shows the design and implementation of a virtual instrument, which allows the measurement of voltages and currents of a grid connected Wind Energy Conversion System (WECS), developed as a prototype for laboratory tests. This WECS is based on a doubly fed generator, a back to back converter and its corresponding control system. The virtual instrument was implemented by using LabVIEW software, and the myRIO hardware as the data acquisition system. In addition to acquiring and displaying voltage and current signals in real time of the WECS, the virtual instrument is capable of storing the values of these signals in a file for further analysis. It is important to mention that this work is the first stage of a more extensive one; which is sought to expand the capabilities of the myRIO hardware, in order to additionally implement and monitor control strategies in the WECS.*

**Keywords:** LabVIEW, myRIO, virtual Instrumentation, WECS.

## **1. Introducción**

Actualmente el uso de energías renovables está cobrando importancia en el ámbito de la investigación científica, esto debido a las diversas ventajas y beneficios que ofrecen este tipo de tecnologías a la sociedad. Dentro de las energías renovables, un esfuerzo importante está orientado en la generación de energía eléctrica por medio de la energía eólica, la cual es hoy en día la de mayor penetración en el mercado de las energías renovables, con tasas de crecimiento anual superiores al 30% de acuerdo a [Sawin, 2016].

Gracias al avance de la electrónica de potencia, ha sido posible desarrollar Sistemas de Conversión de Energía Eólica (Wind Energy Conversion System: WECS) eficientes, de bajo costo y con flexibilidad para su interconexión con la red eléctrica. Una de las configuraciones en torno a los WECS se basa en un DFIG y un convertidor back to back, en donde la interconexión a red se hace en un punto de acoplamiento común (PCC por sus siglas en inglés). Dicho convertidor se encuentra constituido por un convertidor del lado del rotor (RSC, por sus siglas en inglés), un convertidor del lado de la red (GSC, por sus siglas en inglés) y por un capacitor de desacoplo entre ambos convertidores, figura 1.

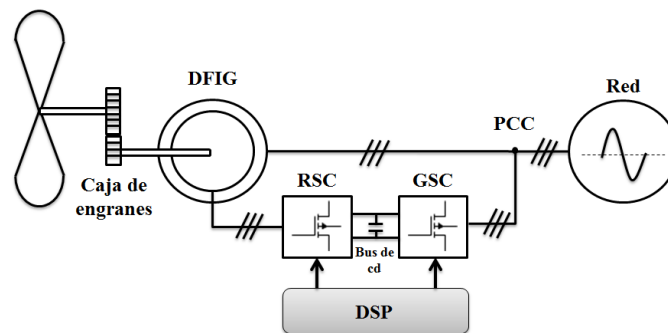


Figura 1 Diagrama esquemático del WECS basado en DFIG.

El convertidor back-to-back debe cumplir con los objetivos de control típicos de un sistema interconectado, en donde el RSC controla la transferencia de la potencia activa y reactiva entre el estator del DFIG y la red. Mientras que el GSC controla la potencia reactiva entre el convertidor y la red, además de encargarse de la regulación del bus de cd [Aguilar, 2015], [Jiménez, 2012].

En el laboratorio de electrónica del Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET) se cuenta con un WECS con las características previamente descritas; en donde se resalta que el control, figura 1, se ha implementado en un procesador digital de señales (DSP). Todo el sistema de control de este WECS, controladores del RSC y del GSC, está basado en control vectorial, su desarrollo se describe ampliamente en [Calderón, 2014].

Dado que se pretende que este WECS se constituya en un prototipo de laboratorio sobre el cual se puedan desarrollar diversas pruebas, como son sistemas de

monitoreo, pruebas de desempeño de diferentes estrategias de control, etc., es indispensable contar con una interface que permita la adquisición de las variables eléctricas más relevantes del sistema de una manera sencilla y en tiempo real a través de una computadora, dichas variables se muestran en la figura 2; así como también, que permita actuar desde la computadora para la modificación, entre otros, de las referencias de potencia, de las condiciones de operación del WECS (velocidad rotacional o del viento), etc.

De manera específica, el monitoreo de las variables mostradas en la figura 2 es de suma importancia para verificar el correcto funcionamiento del control implementado en los convertidores que conforman el back to back; en el caso del RSC, su control se realiza mediante la modificación de las corrientes del rotor, por lo que la visualización y registro de dichas corrientes, así como los voltajes y corrientes del estator queda justificado. Con respecto al GSC, el sistema desarrollado permitirá verificar la correcta regulación del bus de cd principalmente.

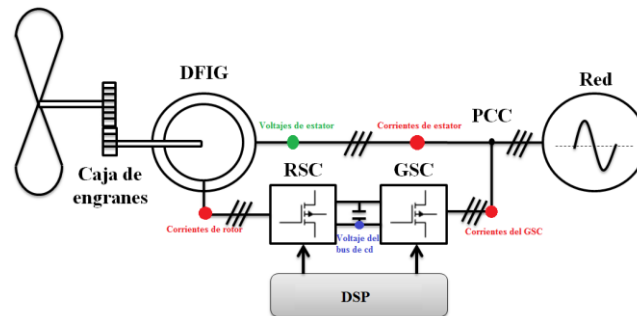


Figura 2 Puntos de sensado del WECS.

Cuando se trata de monitorear variables en un sistema, una opción es el uso de interfaces gráficas de usuario (GUI, por sus siglas en inglés). En el caso de WECS, en [Ayaz, 2016] los autores proponen el uso de una GUI basada en MatLab, para evaluar diferentes tipos de generadores para aplicaciones eólicas, específicamente, en términos de sus efectos sobre la red eléctrica. Se resalta que estos trabajos son GUIs de sistemas que son simulados y no interactúan con ningún subsistema real del WECS.

Por otro lado, en [Rajarajan, 2013] se presenta un esquema de simulación en tiempo real de un sistema de generación eoloelectrónica. El esquema propone la



integración de un modelo y controles del WECS, implementados en Simulink y una interface diseñada con LabView para el monitoreo del WECS. Para lograr una simulación en tiempo real se hace uso de la herramienta MatLab Real Time Workshop y del Simulation Interface ToolKit (SIT) de LabView. El sistema es capaz de intercambiar información entre el sistema que corre en Simulink y los Instrumentos Virtuales para el monitoreo implementados en LabView. En este trabajo, nuevamente el desarrollo es netamente basado en simulación y la interacción con la realidad es solo para fines de monitoreo.

Por su parte, [Topor, 2015] propone la emulación de una turbina eólica en donde el modelo de turbina eólica y el controlador del motor que emula a la turbina se implementa en el controlador en tiempo real basado en FPGA: *NI RIO 9068*. Este desarrollo cae dentro del concepto HIL (Hardware In the Loop). La ventaja de esta implementación es que a través de la NI RIO 9068 es posible usar un modelo virtual de una planta, en este caso de la turbina eólica.

Entre estas opciones, ninguna contempla la interacción con un WECS real, específicamente con el sistema de control y las variables asociadas a dichos controles; lo cual representa un reto diferente. Dentro de las opciones disponibles para la adquisición, monitoreo y almacenamiento de las variables sensadas, el uso de la instrumentación virtual ha tenido auge en los últimos años, esto debido a la conveniencia del usuario para definir la funcionalidad y apariencia de los instrumentos de medición según la aplicación que se trate. Diversos trabajos han enfocado sus esfuerzos en realizar la instrumentación virtual de sus sistemas o procesos por medio del software Labview [Karhe, 2013], [Osorio, 2010], [Saa, 2007]; en dichos trabajos, la presentación y almacenamiento de las variables sensadas se realizan a través de una computadora, sin embargo, la adquisición de estos datos generalmente se realiza a través de una interface diseñada de manera personalizada y basada en algún microcontrolador.

En esta aplicación en particular, el uso de un microcontrolador resultaría inapropiado, esto debido principalmente a que para tomar una muestra por cada variable es necesario una cierta cantidad de ciclos de reloj (dependiendo del microcontrolador a utilizar), por lo que la medición no se realizaría en tiempo real.

Lo anterior es de suma importancia, ya que en un futuro se pretende ampliar las capacidades del instrumento virtual, para de manera adicional, implementar y monitorear las estrategias de control del convertidor back to back.

Debido a lo anterior, para la implementación del sistema de instrumentación virtual de este trabajo, se consideró como opción más favorable el software de National Instruments LabVIEW en conjunto con la tarjeta myRIO, con la cual se realiza el procesamiento en tiempo real de las variables del caso de estudio.

## 2. Métodos

Como se mencionó previamente, para la implementación del instrumento virtual del WECS se utilizó el hardware de National Instruments myRIO como tarjeta de adquisición de datos, el nombre proviene de “Reconfigurable Input/Output” y es un dispositivo de hardware embebido que contiene un microprocesador doble núcleo *ARM Cortex-A9* a 667 MHz y un FPGA *Xilinx Zynq 7010* con 28,000 celdas lógicas programables, los cuales pueden ser programados de manera independiente. Además contar con velocidad máxima de muestreo de 500 kilo-muestras por segundo (kS/s), 12 bits de resolución entre otras características [National Instruments, 2013].

La programación de la tarjeta myRIO se llevó a cabo por medio del software LabVIEW a través de un paquete adicional denominado Software Bundle.

El Instrumento Virtual (VI, por sus siglas en inglés) se diseñó tomando en cuenta las siguientes consideraciones:

- **Adquisición de señales:** Se busca que el sistema de adquisición se implemente mediante la tarjeta myRIO.
- **Visualización de señales:** Se deben de mostrar en una pantalla los datos sensados en tiempo real.
- **Registro de datos:** Las señales de interés se deberán de almacenar en un archivo para su posterior análisis.

Para llevar a cabo las consideraciones anteriores se implementó la máquina de estados de la figura 3.

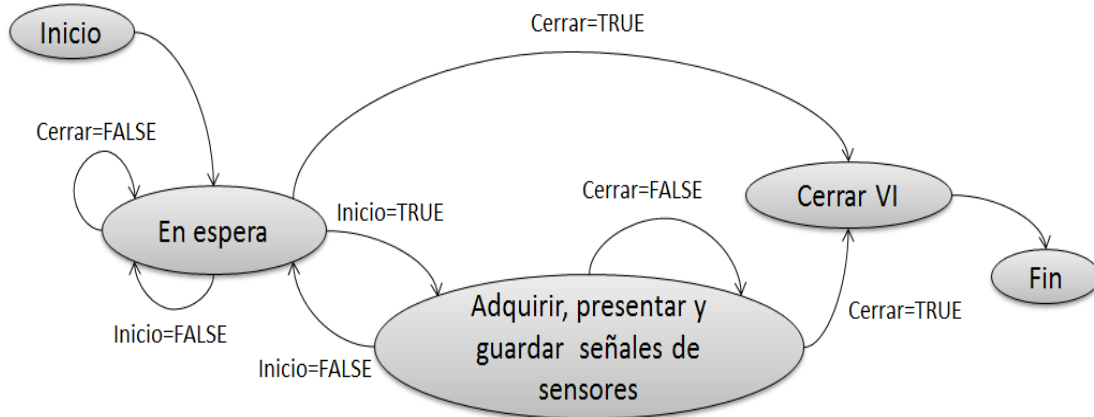


Figura 3 Diagrama esquemático del WECS basado en DFIG.

La descripción de los estados mostrados en la Ilustración anterior son los siguientes:

- **Inicio:** Utilizado para inicializar variables, limpiar gráficas y definir parámetros.
- **En espera:** La interfaz estando inactiva espera una acción del usuario como lo es activar los botones “Inicio” y “Cerrar” ubicados en el panel frontal del VI que se mostrará más adelante.
- **Adquisición/Presentación/Guardar:** La tarjeta myRIO realiza la adquisición de las señales y las entrega a la computadora para presentarlas en pantalla y almacenarlas en archivo.
- **Cerrar:** Se eliminan referencias creadas y se limpian variables para finalmente cerrar el programa.

La lógica de transición entre estados está definida por selectores lógicos, activados por los botones del Panel Frontal: Inicio, Cerrar y Guardar y que siguen la secuencia indicada en el diagrama de estados. Esto se encuentra dentro de una estructura case que contiene un caso por cada estado de la máquina, el cual se encuentra anidado en una estructura while para que sea un ciclo que sólo se detenga cuando el usuario cierre el programa, figura 4. En cada caso de la estructura case se puede colocar código en cada uno de los estados correspondiente a las acciones que se deseen realizar.

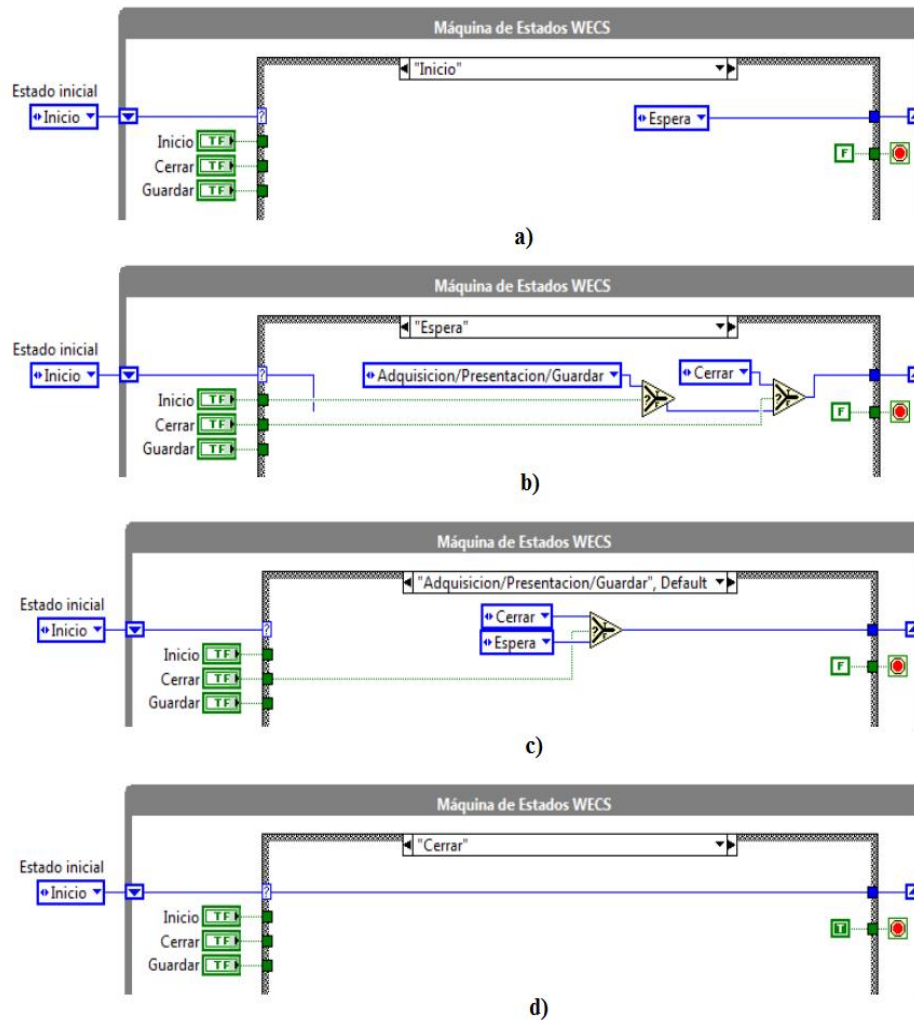


Figura 4 Diagrama de bloques de la máquina de estados.

### Adquisición de Datos

El hardware de la tarjeta myRIO posee tanto un procesador como un FPGA, los cuales pueden ser programados de forma independiente. El uso del procesador de la tarjeta trae consigo los siguientes problemas:

- Los bloques de programación que permiten tomar una muestra por canal de la tarjeta necesitan una cantidad de ciclos de reloj para ejecutarse y no es constante. Esto deja una incertidumbre sobre la tasa de muestreo más adecuada para evitar muestreos en tiempos no constantes o, incluso, que el código utilice el cien por ciento del tiempo de procesador.
- LabVIEW maneja bloques ya preparados para almacenar los datos de adquisición, pero éstos necesitan estar en un tipo de dato llamado

Waveform que contiene un arreglo 1D de datos, un tiempo inicial  $t_0$  y un periodo de muestreo  $dt$ . Los datos iniciales se almacenan en un tipo de dato flotante de 32 bits sin ningún atributo adicional y convertirlos hacia el tipo de dato Waveform resultó ser una operación costosa en procesamiento, limitando más la tasa de muestreo máxima de adquisición.

De modo que la acción más apropiada es realizar la adquisición con código alojado en la FPGA de la myRIO que se muestra en la figura 5.

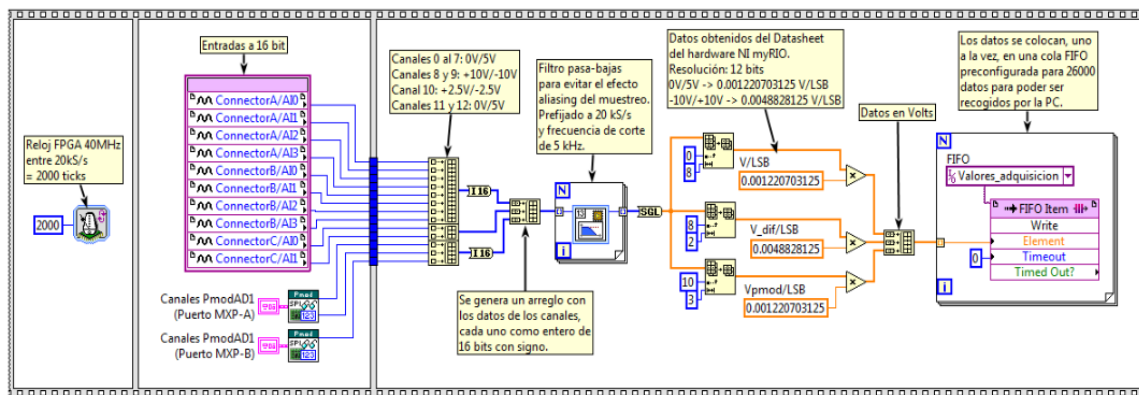


Figura 5 Diagrama de bloques de la adquisición de datos.

Esta acción resolvió los problemas principales, debido a que el FPGA presenta, por naturaleza, un comportamiento determinístico, comparado con el procesador. La descripción del funcionamiento de la figura 4 es la siguiente:

- El código del primer cuadro de dicha estructura corresponde a un bloque de tiempo de espera que asegura que el periodo de muestreo sea de dos mil *ticks* que son iguales a 50 microsegundos, una frecuencia de 20 kS/s.
- La adquisición de datos se efectúa mediante los canales disponibles de la tarjeta, para lo cual la tarjeta myRIO utiliza un ADC que muestrea cada canal y realiza la conversión con 12 bits de resolución. Estos datos son almacenados en valores de tipo entero de 16 bit que el programador puede utilizar en el código. Lo que se hace con ellos es guardarlos en un arreglo 1D (unidimensional) para manejarlos más cómodamente, usando el bloque Array Build.

- Posteriormente el arreglo de datos se hace pasar por un bloque de filtro Butterworth configurado como de tipo pasabajas, con una frecuencia de corte de 5 kHz, tasa de muestreo esperada de 20 kS/s y de segundo orden para evitar el efecto de Aliasing [Soria, 2003], es decir, que al reconstruir la señal muestreada se reproduzcan frecuencias incorrectas. El filtro sólo funciona con una muestra a la vez, de modo que en un ciclo for se hacen pasar una muestra a la vez para aplicar el procesamiento.
- Posteriormente se convierte el arreglo que presenta todos sus datos de tipo entero de 16 bits a datos de tipo flotante de 32 bits, después los datos se separan en sus canales correspondientes a sus fuentes de origen (FPGA I/O Node) utilizando el bloque Array Subset el cual extrae Y valores a partir de un índice X, guardándolos en otro arreglo más pequeño que el original.
- Habiendo separado los datos, se multiplican por el voltaje correspondiente al Bit menos significativo (LSB), basado en los voltajes límite que admite cada puerto. Después se separan los canales y con su valor correspondiente de Volts/LSB se multiplican y convierten de bits a Volts para finalmente agruparlos en un nuevo arreglo con el bloque Build Array.
- Finalmente se almacenan, uno a la vez, en una cola FIFO (primer dato que entra, primer dato que sale) de la FPGA, los elementos de esta cola FIFO pueden ser leídos desde el código del VI principal para su uso.

### **Registro/Almacenamiento de Datos**

Para esta parte se creó un *subVI* que realiza la función de almacenamiento de las variables sensadas como valores separados por comas y almacenado en un archivo de texto plano con extensión \*.csv.

Para crear el encabezado se escribió otro *subVI*, figura 6, el cual utiliza la fecha y hora del sistema que ejecuta el VI principal para generar el nombre de archivo donde se almacenarán los datos sensados, así como la ruta en disco donde se escribirá dicho archivo.

Este subVI se aloja en una estructura case para que se ejecute sólo cuando este se manda a llamar por primera vez, figura 7.

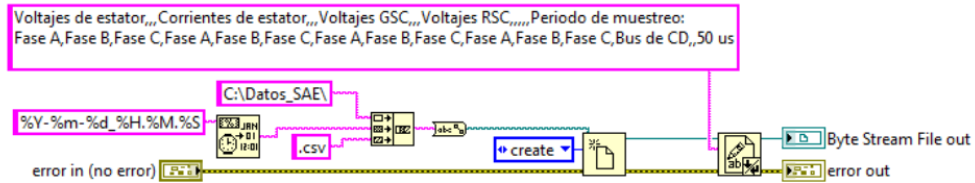


Figura 6 Código para crear el encabezado del archivo de valores separados por comas como un subVI.

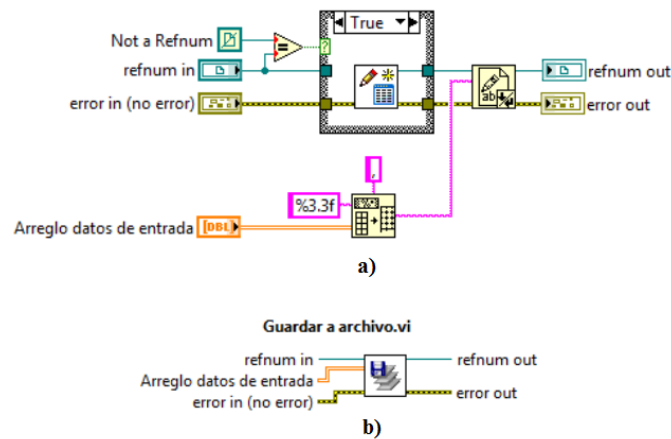


Figura 7 Código para el registro de los datos sensados como un subVI y icono del subVI para utilizarse en el VI principal.

### Visualización de Datos

En lo que respecta a la visualización de los datos, estos se presentan en pantalla mediante un código alojado en el VI principal, específicamente en una estructura *while* mostrado en la figura 8.

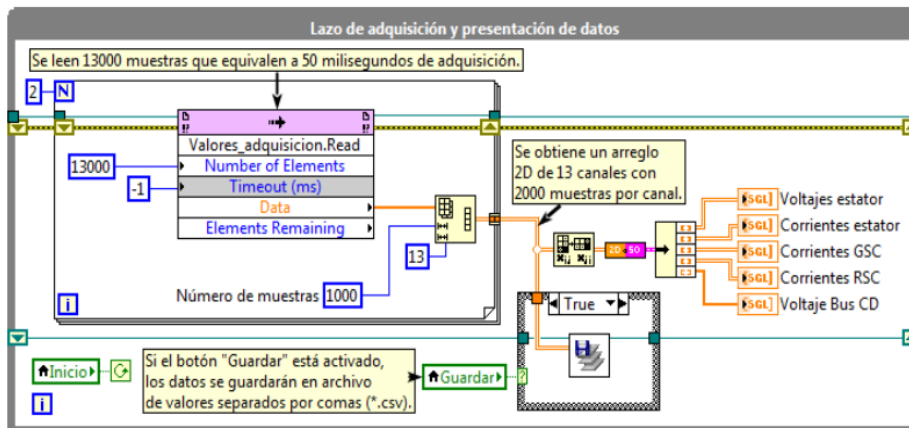


Figura 8 Estructura de adquisición y presentación de datos.

Primero se recogen los datos en la cola *FIFO* de la *FPGA* en una estructura *for*, posteriormente se convierte cada arreglo 1D de trece mil datos en un arreglo 2D de mil filas (número de muestras) por trece columnas (número de canales), las cuales se concatenen. El arreglo 2D resultante con un tamaño de dos mil muestras por trece canales equivalen a cien milisegundos de adquisición de modo que se cumple que para un segundo se presentarán diez de estos arreglos.

Para presentarlos en pantalla es necesario aplicar la transpuesta al arreglo 2D para luego pasar los datos a un *subVI*, el cual aplica un escalamiento a cada señal (Volts o Amperes según sea el caso) y junta las salidas de dichas señales para que puedan visualizarse en cinco gráficas, figura 9, las cuales mostrarán las señales del voltaje y corriente de estator, las corrientes del RSC y del GSC así como el voltaje del bus de cd.

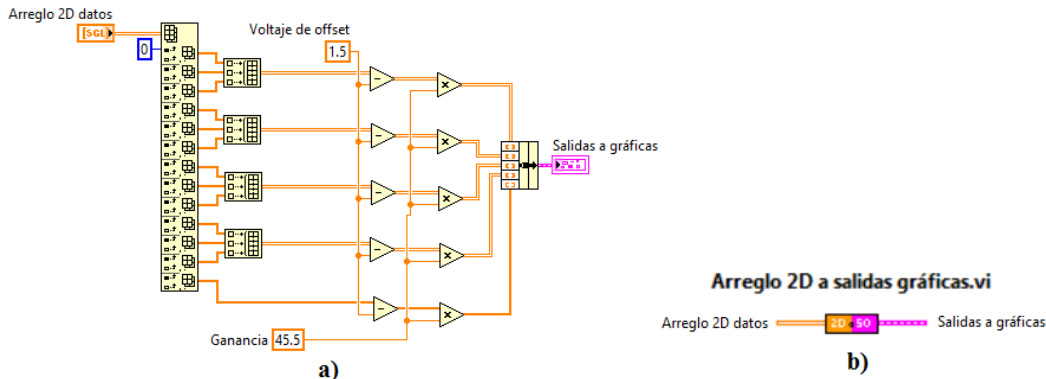


Figura 9 Código del subVI de conversión del arreglo 2D a cinco gráficas, ícono del subVI.

La salida de este *subVI* se vuelve a dividir usando la función *Unbundle* y cada salida se manda a una gráfica del *VI* principal, como se muestra en la figura 10.

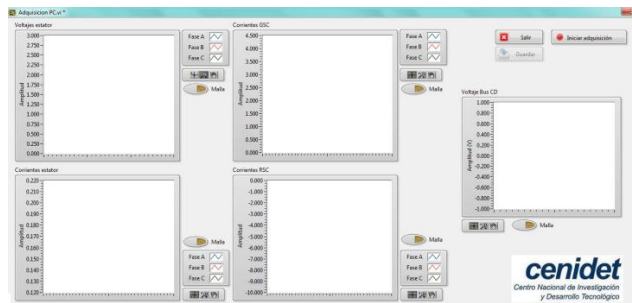


Figura 10 Panel frontal del instrumento virtual.



### 3. Resultados

Las pruebas realizadas tuvieron dos objetivos, verificar la correcta visualización de las variables medidas por el VI, además de verificar el correcto guardado de dichas variables. Debido a que el WECS ubicado en el laboratorio de electrónica no estaba operando en su totalidad al momento de realizar las pruebas del VI, únicamente se mostrarán los resultados correspondientes al voltaje de estator. La figura 11 muestra una de las pruebas realizadas en el laboratorio de electrónica.

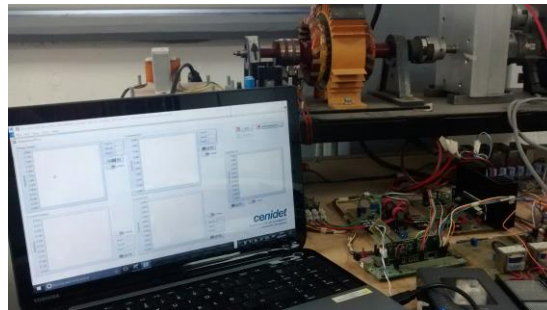


Figura 11 Adquisición de datos del WECS.

El voltaje de estator se obtuvo por medio de una tarjeta de sensado y de las cuales en este artículo no se reportará su diseño, dichas tarjetas entregan una salida de 0 a 3 V, que son el rango de voltaje que admite el DSP y están dentro del rango de voltaje analógico de entrada para la tarjeta myRIO (0 a 5 V); debido a que estas señales son senoidales, las tarjetas de sensado generan un voltaje de offset de 1.5 V.

En la figura 12 se muestra el correcto funcionamiento en la visualización de los voltajes de estator. Cabe mencionar que las gráficas que se observan en las variables que no sea el voltaje de estator no deben considerarse, pues es ruido ya que estas señales no se encontraban conectadas a la tarjeta myRIO debido a que el WECS no se encontraba trabajando en su totalidad.

Para la prueba de guardado en archivo se comprobó que el VI fue capaz de almacenar los datos medidos en la ruta "C:\Datos\_SAE" como archivos con extensión \*.csv, figura 13, los cuales se pueden abrir en un visor de archivos de texto o en una aplicación de hojas de cálculo como Microsoft Office Excel, figura 14.

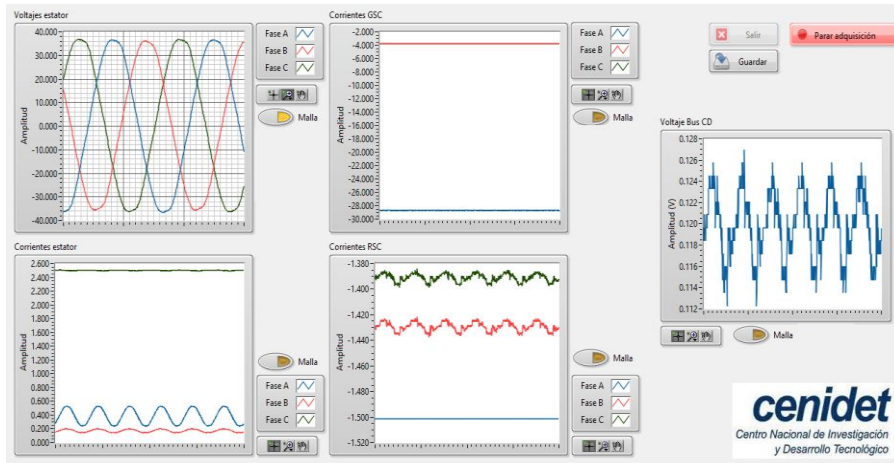


Figura 12 Captura de pantalla del sistema de adquisición.

Este equipo > TI10667800E (C:) > Datos\_SAE

Nombre	Fecha de modifica...	Tipo	Tamaño
2017-06-01_11.10.49.csv	01/06/2017 11:10	Archivo de valores...	8,817 KB
2017-06-06_09.48.11.csv	06/06/2017 09:48	Archivo de valores...	52,423 KB
2017-06-07_17.01.20.csv	07/06/2017 17:02	Archivo de valores...	137,012 KB
2017-06-07_17.02.21.csv	07/06/2017 17:03	Archivo de valores...	117,712 KB

Figura 13 Archivos guardados del VI.

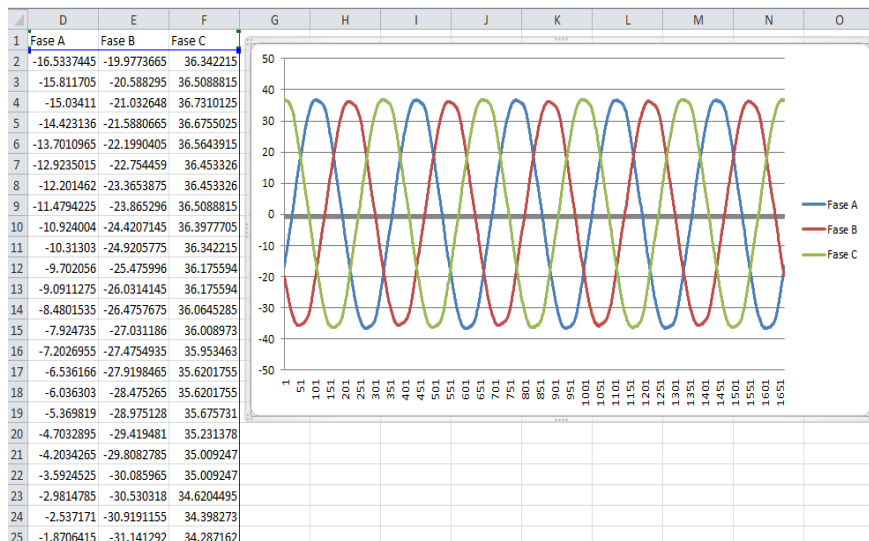


Figura 14 Graficado en Microsoft Office Excel de una de las pruebas realizadas.

## 4. Discusión

Los resultados expuestos mostraron el correcto funcionamiento del VI para medir y graficar el voltaje de estator del WECS, como trabajo futuro se probará la medición de todas las variables para las que fue diseñado el VI en cuanto se tenga funcionando al WECS en su totalidad.

Con respecto al diseño del instrumento virtual en la tarjeta myRIO, a continuación, se muestran unas recomendaciones:

- Para la selección de la computadora que ejecutará el programa de adquisición, se recomienda que tenga un procesador de desempeño igual o superior al *Intel Core* o *AMD A-Series*. Esto debido a que la operación de guardado en archivo ocupa muchos recursos de la *CPU* y se requiere un procesador que sea capaz de realizar este proceso y al mismo tiempo, presentar las mediciones en pantalla.
- La tarjeta *NI myRIO* permite que en lugar de la conexión USB se pueda utilizar la conexión *Wi-Fi* con su tarjeta incorporada, sin embargo, no se aconseja utilizarla en lugares donde existan numerosos puntos de acceso inalámbricos. Esto provoca que ocurra una interferencia en la comunicación inalámbrica y que eventualmente el procesamiento de los datos se retrase, la cola *FIFO* se llene y genere problemas de desbordamiento.

## 5. Conclusiones

El uso de la instrumentación virtual es una herramienta importante para el monitoreo de variables en un sistema, debido a que dichos instrumentos virtuales se pueden diseñar de acuerdo con las necesidades particulares de cada sistema. Estos sistemas de instrumentación virtual son también convenientes para guardar en un archivo los datos del monitoreo para que estos puedan ser revisados a detalle más adelante. En este trabajo el desarrollo de la instrumentación virtual se hizo pensado para pruebas en un prototipo de laboratorio de WECS, basado en un DFIG y un convertidor back to back. Los requerimientos de intercambio de información entre este sistema real y la computadora deben llevarse a cabo en tiempo real y sin pérdida de información; puesto que, por un lado, los análisis de

pos-procesamiento de datos dependen de la confiabilidad de estos; y por otro lado, la definición de referencias que se hagan desde la computadora hasta los controladores físicos, también debe ser confiable. En este sentido, en este artículo se mostró el diseño de un instrumento virtual implementado en el software LabVIEW y la tarjeta myRIO, a través del cual se hizo el adecuado acondicionamiento de lo que se considera las variables eléctricas más importantes del WECS, la captura y correcta visualización de estas, así como su almacenamiento en un archivo. Los resultados mostrados demuestran que la adquisición de señales se llevó a cabo de manera correcta, es decir, sin pérdida de información. Los resultados obtenidos en esta primera etapa de desarrollo son adecuados para posteriormente buscar la implementación del control del convertidor back to back de manera adicional en el hardware de la tarjeta myRIO.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1.] Aguilar, O., Tapia, R., Valderrabano, A., & Minor, H. Design and performance comparison of PI and adaptive current controllers for a WECS. *IEEE Latin America Transactions*, Vol.13, No.5, pp.1361–1368, 2015.
- [2.] Calderón, G., Mina, J., & López, A. Modelado y simulación de un Sistema de Conversión de Energía Eólica de velocidad variable interconectado a la red eléctrica . XVI Congreso Latinoamericano de Control Automático, 2014.
- [3.] Ayaz, M., Colak, I., & Bayindir, R. MATLAB/GUI Based Wind Turbine Generator Types on Smart Grid Systems. *IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, Vol. 5, pp. 1158–1162, 2016.
- [4.] Jiménez, E. A. S. Análisis del diseño y control de un generador trifásico doblemente alimentado. Universidad de Chile facultad de ciencias físicas y matemáticas departamento de ingeniería eléctrica, 2012.
- [5.] Karhe, R. R., Patil, C. S., & Patil, M. S. Real Time Data Acquisition and Home Parameters Monitoring using LabVIEW. *International Journal of Advanced Research in Computer Engineering & Technology (IJARCET)*, Vol.2, No.3, pp. 979–983, 2013.

- [6.] National Instruments. NI myRIO-1900 User Guide, 2013.
- [7.] Osorio, J. E., Perez Ramirez, J. D., & Rodriguez Barrera, M. A. Implementacion de un sistema de adquisicion de datos para monitorear una máquina de corriente directa. *Revista Tecura*, Vol.14, No. 27, 2010.
- [8.] Rajarajan, R., Mohanraj, M. R., & Prabhakaran, B. Real-Time Simulation System of Wind Power Based On Virtual Instrumentation. *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*, Vol. 2, No. 11, pp. 4169–4176, 2013
- [9.] Saa, J. F. D., Vallejo, E., & Torres, J. Diseño y Construcción de un Sistema de adquisición y Visualización de Señales Electromiográficas. *Fifth LACCEI International Latin American and Caribbean Conference for Engineering and Technology (LACCEI'2007)*, 2007.
- [10.] Sawin, J. L., Seyboth, K., & Sverrisson, F. *Renewables 2016: Global Status Report*, 2016.
- [11.] Soria Olivas, E., Martínez Sober, M., Francés Villora, J. V., & Camps Valls, G. *Tratamiento Digital de Señales: Problemas y Ejercicios Resueltos*. Universitat de Valencia, Vol. 53. Valencia, España, 2003.
- [12.] Topor, M. Wind Turbine Emulator Development Using Labview FPGA. *International Journal of Emerging Engineering Research and Technology*, Vol. 3, No. 7, pp. 13–21, 2015.

# CONSTRUCCIÓN DE MAPAS DE ISÓCRONAS PARA LA ZONA PONIENTE DE LA CIUDAD DE MÉXICO

***Erick López Ornelas***

Universidad Autónoma Metropolitana Cuajimalpa

*elopez@correo.cua.uam.mx*

***Rocío Abascal Mena***

Universidad Autónoma Metropolitana Cuajimalpa

*mabascal@correo.cua.uam.mx*

***Santiago Avilés Vázquez***

Universidad Autónoma Metropolitana Cuajimalpa

*dragosani24@gmail.com*

## **Resumen**

La mayoría de los mapas representan visualmente la distancia física que existe entre los elementos geográficos, sin embargo, el tiempo de viaje y los traslados, no necesariamente están ligados a estos aspectos geográficos, sino a un conjunto de condiciones que afectan los tiempos de traslado. La técnica para crear mapas a partir de información temporal se le denomina mapas de isócronas, y básicamente representan la distancia a la que podemos trasladarnos a partir de un punto de origen y en un determinado periodo de tiempo.

En este artículo, se desarrolló una aplicación web que calcula, de manera automática, las distancias máximas a las que podemos llegar dado un periodo de tiempo. Esta aplicación genera una visualización del mapa de isócronas y permite realizar consultas interactivas a partir del tiempo deseado.

**Palabras Claves:** Algoritmo Deep First Search, Isócronas, mapas, visualización de Información.

## **Abstract**

*Most maps visually represent the physical distance between existing geographic elements; however, travel time and transfers are not necessarily related to these*

*geographical aspects and travel time is affected by some different conditions. Isochronous map takes temporal information in order to create maps, and basically represent the distance to which we can move from an original point to another on a certain period of time.*

*In this article, we have developed a web application that automatically calculates the maximum distances we can reach given a period of time. This application generates an isochrones map and allows to make interactive queries having a specific time.*

**Keywords:** *Deep First Search Algorithm, information visualization, isochrones, maps.*

## **1. Introducción**

Actualmente el aumento desmesurado de la población en las ciudades es notable, lo que causa una sobrepoblación y un mayor movimiento y desplazamiento de personas por las ciudades. Este fenómeno genera efectos negativos en las dinámicas de las ciudades como la pérdida de tiempo en los traslados, la incapacidad para predecir con exactitud los tiempos de viaje, desperdicio de combustible, aumento de la contaminación del aire, interferencia con los vehículos de emergencia, etcétera [AGU, 2017]. Muchos de estos problemas se deben a la falta de información en el momento adecuado.

Por otro lado, las Tecnologías de la Información y la Comunicación están abordando la vida diaria de todas las personas, y cada vez estas herramientas nos permiten tener más información de las cosas que nos rodean. En este momento tenemos la posibilidad de acceder a la información desde diferentes puntos de acceso como las computadoras o dispositivos móviles y cada vez existe una mayor capacidad de transmisión, velocidad, procesamiento, acceso, control de los datos, lo cual genera una relación cada vez más estrecha entre el hombre y las Tecnologías, logrando de esta manera incrementar el acceso a la información y por ende mejorar la toma de decisiones.

Uno de los conceptos clave en este trabajo es el concepto de isócrona, el cual proviene del griego “igual tiempo”. Este concepto es utilizado en diversas ramas

del conocimiento como en la astronomía, en la geología, en la hidrología, en el geomarketing y en la planificación urbana. Un mapa de isócronas viene definido por un área delimitada por puntos a los cuales el parámetro del tiempo es el mismo, por ejemplo, en la planificación urbana los mapas de isócronas se utilizan comúnmente para describir las áreas de igualdad de tiempo de viaje [Efentakis, 2013].

Teniendo estos elementos en mente, el objetivo de este trabajo es el de construir un prototipo que genere mapas de isócronas y que ayude a los diferentes usuarios a mejorar su movilidad en las Ciudades. Presentamos, como caso de estudio, un ejemplo de aplicación en la zona poniente de la Ciudad de México debido a que es una zona que presenta problemas importantes en materia de movilidad.

De acuerdo a lo anterior, la segunda sección de este artículo presenta los trabajos relacionados y un estado del arte de los conceptos sobre los cuales se cimienta la investigación.

En la sección 3 se describe de manera breve la metodología y el diseño de la propuesta; en la sección 4 se presentan y explican los elementos importantes para el desarrollo e implementación de los mapas de isócronas. En la sección 5, se plantea un caso de estudio analizando la aplicabilidad de los mapas de isócronas en la zona poniente de la Ciudad de México. Por último, en la sección 7 y 8 se expone la discusión y las conclusiones asociadas a la aplicación implementada, así como las acciones futuras.

### **Los Mapas de Isócronas**

Los mapas de isócronas se utilizan comúnmente para describir las áreas de igualdad de tiempo de viaje. El concepto de isócrona se deriva del griego “igual tiempo”, es decir que un mapa de isócronas, es un mapa que muestra las áreas relacionadas con respecto al tiempo. La isócrona se define como una línea dibujada en un mapa, carta o diagrama en donde ocurre algo en un tiempo específico, a esta línea se le llama isolínea y es la que conecta los puntos que tienen el mismo valor en la magnitud del tiempo. Los puntos que delimitan las isócronas se forman a partir de una ubicación origen [Efentakis, 2013].



Las isócronas han sido utilizadas normalmente para mostrar los niveles de facilidad de accesibilidad a un área de influencia. En este artículo se realizó un análisis de trabajos relacionados alrededor de este tema, escogiendo algunas similitudes de los algoritmos de construcción de isócronas realizadas por [Mayhew, 1981] para centros de emergencias médicas y [Armstrong, 1972] para el aeropuerto de South Hampshire.

Los usos de mapas de isócronas se diversifican dependiendo del tipo de información, y ha sido utilizado en la hidrología, planeación urbana o centros de emergencia médica, donde en cada estudio lo que se mantiene es el tiempo como referencia para construir las isócronas.

En hidrología las isócronas se han utilizado para mostrar el tiempo que tarda el agua en realizar algún recorrido, como en [Subramanya, 2009], donde se muestra el tiempo que tarda en escurrir el agua de una cuenca a un lago suponiendo que la lluvia es constante y uniforme. Otro ejemplo claro del uso de mapas de Isócronas se ilustra en el “Unit Hydrograph Technical Manual” [NOAA, 2015] para conocer el tiempo de viaje del agua en una cuenca. Usando este enfoque espacio temporal, se puede dividir la cuenca en áreas de tiempos aproximados de viaje del agua, donde las líneas que dividen la cuenca tienen el mismo tiempo de viaje y son las llamadas Isócronas.

El uso de isócronas en la planificación urbana y en específico del transporte han sido igualmente utilizadas. En este ámbito se pueden crear mapas de viaje para diferentes medios de transporte, por ejemplo, a pie, en bicicleta, vehículos. En el año de 1972 se hizo un primer estudio sobre las isócronas para la accesibilidad del aeropuerto de Hampshire, Inglaterra. Las isócronas calculadas en este estudio, utilizaban el método de la ruta más corta mediante una estructura de grafos y donde los vértices eran los diferentes puntos de interés [Armstrong, 1972].

Por otro lado, [Mayhew, 1981] describe un método para el cálculo automático y reproducción gráfica de isócronas alrededor de los centros médicos de emergencia en las grandes ciudades. Las isócronas se establecen para diferentes estándares de tiempo y para las variaciones de las condiciones del tráfico. La técnica se basa en el concepto de un campo de velocidad.

No podemos dejar a un lado los SIG (Sistemas de Información Geográfica) que son aplicaciones informáticas que permiten a los usuarios la gestión, almacenamiento, manipulación, análisis, modelización de grandes cantidades de datos y que están relacionados a una referencia espacial. Estas herramientas facilitan la incorporación de aspectos sociales, culturales, económicos, ambientales y ayudan a la toma de decisiones de una manera más eficaz en diferentes plataformas como aplicaciones de escritorio, Web y en mayor medida para aplicaciones móviles [Heywood, 2006].

Actualmente gracias al Internet se han construido diferentes aplicaciones para visualizar trayectorias y duración de viaje utilizando datos obtenidos de la cartografía y datos públicos. Google Maps se ha mostrado líder en aplicaciones de mapas en la web, ya que este ofrece imágenes de mapas desplazables, fotografías por satélite, trayectorias, rutas entre diferentes ubicaciones, y sin dejar de mencionar imágenes a pie de calle bajo el nombre de Google Street [Google Maps, 2017].

Las aplicaciones móviles actuales para la construcción y visualización de mapas cuentan con bases de datos enormes y algoritmos cada vez más eficientes para el trazo de rutas más cortas, algunos ejemplos son Waze, OsmAnd, MapFactor o SmartNavi, sin embargo, aún no cuentan con la visualización de mapas de isócronas de manera intensiva, siendo que la visualización de la información territorial usando mapas de isócronas es una buena opción demostrada por los SIG [Huoran, 2015].

## **2. Métodos**

Para el desarrollo de esta aplicación basada en mapas de isócronas se identificaron 3 fases, las cuales se detallan a continuación:

- **Fase 1:** Inicialmente se decidió identificar una zona que tuviera problemas de movilidad y tráfico y la cual se tuviera un amplio conocimiento para poder realizar un estudio de campo para identificar las problemáticas asociadas. En este contexto se decidió trabajar en una etapa inicial en la zona poniente de la Ciudad de México.

- **Fase 2:** Posteriormente se realizó una búsqueda para definir cuál sería el algoritmo apropiado que se adaptara a los requerimientos de la zona. En este punto se decidió utilizar el algoritmo DFS (Deep First Search), el cual se explicará en la siguiente sección.
- **Fase 3:** Utilizando tecnologías web, se realizó la implementación, generándose una red de nodos ligados a una base de datos para poder verificar los tiempos de traslado. Finalmente se realizaron un conjunto de pruebas con los usuarios, los cuales validaron los resultados obtenidos a partir del uso del prototipo.

Las herramientas tecnológicas utilizadas fueron el API de Google Maps para la generación de la interfaz y el uso de Apache para implementar el modelo cliente-servidor con un acceso a una base de datos mediante MySQL.

El desarrollo propuesto para el prototipo se basa en la necesidad de construir una isócrona a partir de una consulta del usuario. Esta consulta es el tiempo máximo requerido de desplazamiento, a partir de esta consulta se construye el mapa base, se genera la red de nodos y mediante el algoritmo implementado se hace la selección pertinente. Finalmente se construye la interfaz con el mapa de la isócrona asociada al tiempo requerido. Cada cambio en la consulta del tiempo realizada por el usuario, muestra como resultado una interfaz diferente con su respectivo mapa de isócrona. La propuesta de Diseño es la siguiente se muestra en figura 1.

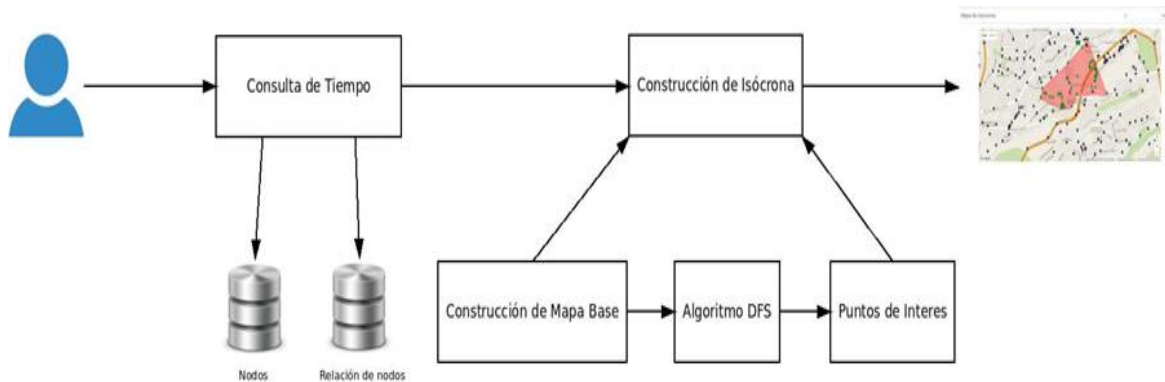


Figura 1 Propuesta de diseño para la construcción de mapas de isócronas.

### **3. Resultados**

En esta sección, se realizaron 3 pasos importantes, la extracción, la implementación del algoritmo a utilizar, el cálculo de tiempos y la visualización de la isócrona. Dichos elementos se explican a continuación.

#### **Extracción de Mapas Base**

Para poder empezar con el desarrollo de esta aplicación es fundamental extraer el mapa base, es decir, poder importar los mapas de Google Maps mediante el uso de la API de desarrollo. Esta API está desarrollada en Javascript, lo que facilitó el desarrollo en la plataforma Web ya que al ser un lenguaje de programación que maneja el DOM (Document Object Model) se convierte en la parte esencial para la representación de documentos HTML dinámicos en la parte del cliente. Esto hace posible el manejo de la interfaz de manera dinámica.

Por otro lado, Google Maps utiliza el lenguaje XML para ordenar los datos y hacer uso de la información necesaria para la representación de los nodos como marcadores en el mapa. En este caso se construyó una base de datos relacional donde se almacena la información relacionada a los nodos como: el nombre, el tipo de nodo para su representación, longitud y latitud.

#### **Construcción de una red de nodos**

La construcción de la red de nodos se hace posible almacenando las coordenadas de posición latitud y longitud de cada nodo usando el sistema WSG84. Este formato de coordenadas es necesario para el uso de la API de Google Maps. Cada nodo se debe encontrar posicionado en un eje vial real de la ciudad, como calles y avenidas para de esta forma, construir la red de nodos para su análisis en cada intersección.

Para la construcción de la red de nodos se establecieron las relaciones de los nodos enfocados a la movilidad utilizando vehículos particulares, por lo que se tomó en cuenta el sentido de las calles, la distancia y el tiempo aproximado entre los nodos. Las relaciones de los nodos en la base de datos reflejan estas características. Es importante mencionar que, dependiendo del sentido de las

calles, puede cambiar el tiempo entre nodos por las características del territorio, por ejemplo, si la calle se encuentra en una pendiente arrancar es más difícil de subida que de bajada.

### Algoritmo de Búsqueda DFS (Deep First Search)

Una vez almacenado el grafo en la base de datos, tuvimos que encontrar un algoritmo de búsqueda, el cual recorriera los nodos y realizara los cálculos adecuados. Se escogió el algoritmo DFS por su capacidad eficiente para recorrer grafos [Cormen, 2001]. Este es un algoritmo que permite recorrer todos los nodos de un grafo de manera ordenada, pero no uniforme. Su funcionamiento consiste en ir expandiendo todos y cada uno de los nodos que va localizando, de forma recurrente, en un camino concreto. Cuando ya no quedan más nodos que visitar en dicho camino, regresa, de modo que repite el mismo proceso con cada uno de los hermanos del nodo ya procesado. Este algoritmo entonces, nos permite saber en qué nodos del árbol se encuentra el tiempo que delimita la isócrona. El algoritmo se describe en la figura 2.

```
DFS(grafo G)
  PARA CADA vértice u ∈ V[G] HACER
    estado[u] ← NO_VISITADO
    padre[u] ← NULO
  tiempo ← 0
  PARA CADA vértice u ∈ V[G] HACER
    SI estado[u] = NO_VISITADO ENTONCES
      DFS_Visitar(u, tiempo)

DFS_Visitar(nodo u, int tiempo)
  estado[u] ← VISITADO
  tiempo ← tiempo + 1
  d[u] ← tiempo
  PARA CADA v ∈ Vecinos[u] HACER
    SI estado[v] = NO_VISITADO ENTONCES
      padre[v] ← u
      DFS_Visitar(v, tiempo)
  estado[u] ← TERMINADO
  tiempo ← tiempo + 1
  f[u] ← tiempo
```

Figura 2 Pseudocódigo del algoritmo DFS.

La búsqueda en profundidad se basa en el tiempo de la isócrona, es decir, se van sumando los valores del tiempo que corresponden a cada nodo mientras se va analizando el grafo, de esta forma, el resultado final es el tiempo máximo de recorrido para cada uno de los nodos.

### **Cálculo de Tiempo y División en Cuadrantes**

Para determinar los tiempos, es necesario tener un cálculo a priori de los tiempos entre cada nodo en la tabla de relaciones, que en un caso ideal se pudieran calcular realizando un trabajo de campo para poder verificar los tiempos verdaderos.

La distancia entre nodos de acuerdo al sistema de coordenadas utilizado se basa en la distancia euclidiana. Para fines reales se deben establecer las características del territorio, es decir si la calle o avenida tiene topes, semáforos, si tiene pendiente favorable o desfavorable, si esta pavimentada y si se encuentra en un cruce o intersección de calles. Cabe mencionar que para este trabajo no se tomaron en cuenta las zonas escolares, hospitales o de algún otro tipo.

La división en cuadrantes, surge a partir de la necesidad de tomar menos puntos para la construcción de la isócrona, ya que al aumentar el número de nodos en el mapa aumenta el número de puntos con los que se puede calcular la isócrona y existen casos en el que muchos puntos se encuentran cercanos y es irrelevante, para nuestro caso, hacer pasar la isócrona por todos los puntos.

La finalidad de la división de cuadrantes es que, a partir del punto inicial de la construcción de la red de nodos, se pueda hacer una división en pastel, es decir que se tome de referencia el punto inicial y este se divide en el número de ángulos que se requiera. La idea es tomar solamente el nodo más lejano por cuadrante y a partir de estos visualizar isócrona, figura 3.

### **Construcción de la Isócrona**

Los nodos consultados a partir de la selección de los nodos por cuadrante, son los que se utilizan para la construcción de la isócrona. Para realizar la construcción de la isócrona se unen los puntos seleccionados o filtrados, estos

puntos como se mencionó anteriormente son los puntos más lejanos seleccionados dentro de cada cuadrante. La unión de estos puntos se hace mediante líneas, las cuales forman un polígono al que llamamos isócrona.

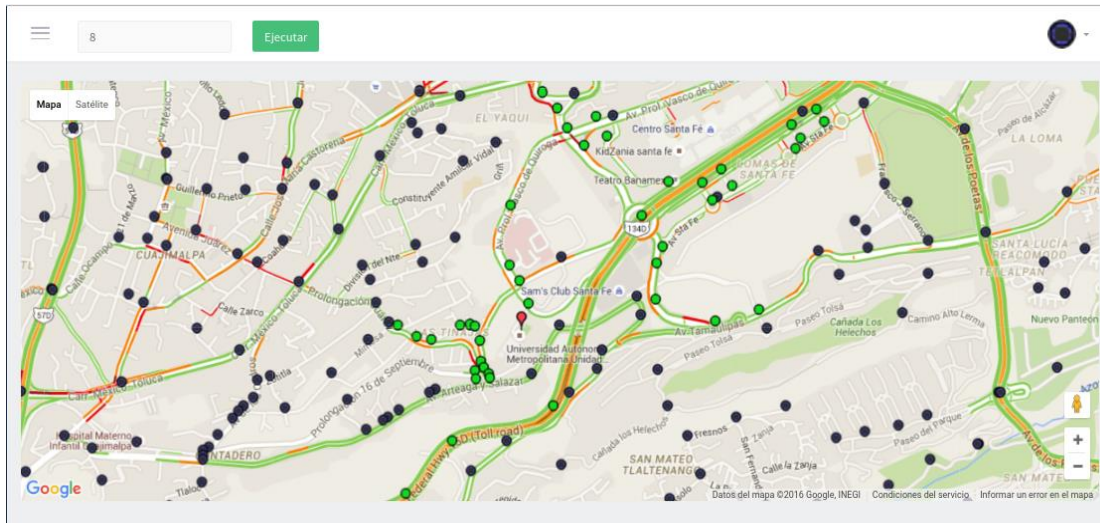


Figura 3 Nodos de la base de datos y recorrido del grafo indicado por los puntos verdes.

La parte gráfica de la construcción de la isócrona, es decir, los mapas, las líneas, las áreas pintadas, el nombre de las calles, la congestión vehicular, el marcado de calles y avenidas, es proporcionado por la API de Google Maps.

### Visualización de Mapas de Isócronas

En esta sección mostramos un conjunto de consultas realizadas en la zona poniente de la Ciudad de México. Al introducir el tiempo a consultar en la caja de diálogo, automáticamente se despliegan la totalidad de los nodos definidos en color negro y el punto inicial en color rojo. A partir de este punto inicial se construye el grafo. Los recorridos se ven reflejados mediante los nodos en color verde, tal y como se observa en la figura 3.

A continuación, se muestra la interfaz y las consultas realizadas para distintos periodos de tiempo, figura 4, 5 y 6. En estos ejemplos se puede apreciar la construcción de la isócrona y cómo cambia dependiendo de diferentes tiempos de traslado. En estos ejemplos se utilizó siempre el mismo punto de origen para realizar el trazo de la isócrona.

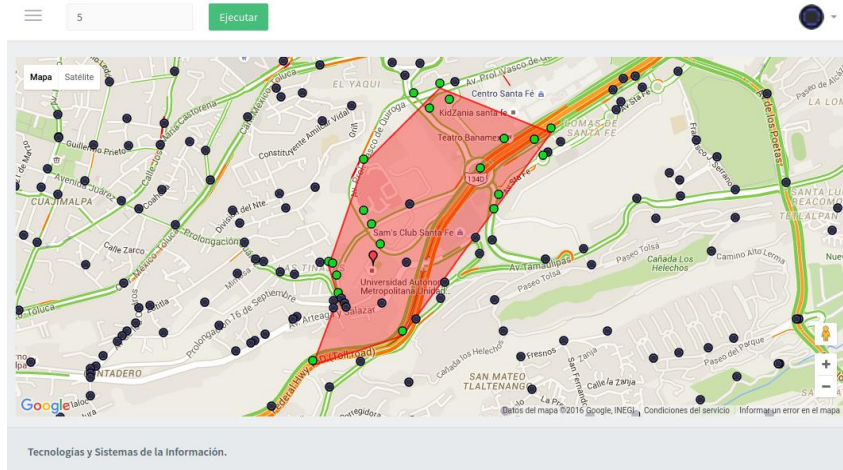


Figura 4 Mapa de isócrona para tiempo igual a 5 minutos.

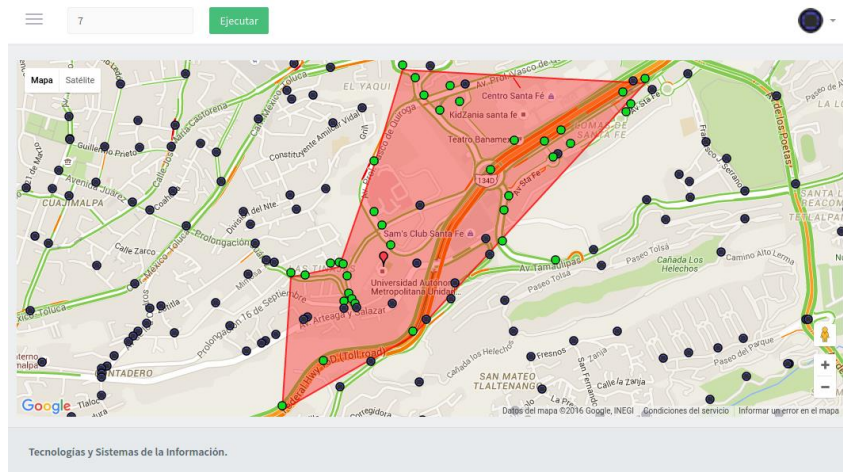


Figura 5 Mapa de isócrona para tiempo igual a 7 minutos.

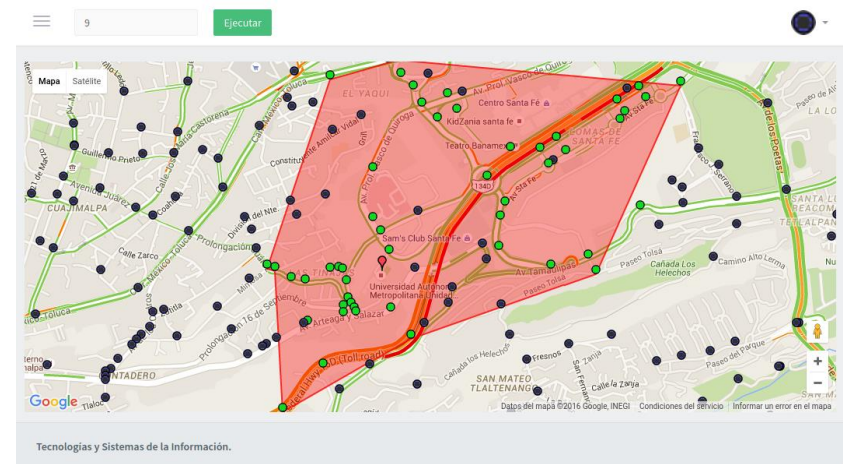


Figura 6 Mapa de isócrona para tiempo igual a 9 minutos.



## **4. Discusión**

Las Tecnologías de la Información están cada vez más presentes en nuestra vida cotidiana. Existen muchos avances que facilitan la vida de cada uno de los usuarios. Estamos convencidos que la movilidad es un problema importante en las grandes ciudades y que pueden existir un conjunto de aplicaciones tecnológicas que ayuden a solucionar este problema. La construcción de mapas de isócronas, muestran las distancias máximas donde podemos desplazarnos un determinado tiempo. Estamos convencidos que una herramienta de este estilo podrá ayudar en la visualización de mayor información para los usuarios, ayudando a que estos usuarios tomen mejores decisiones en sus desplazamientos cotidianos. Una aplicación de este estilo, podría perfectamente complementarse con las aplicaciones relacionadas con la movilidad que actualmente se utilizan (Google Maps o Waze).

## **5. Conclusiones**

En este artículo se mostró el proceso completo de construcción de mapas de isócronas. De igual forma, se planteó su utilidad y la forma en que el usuario puede realizar consultas respecto a los tiempos máximos de recorridos. La construcción de mapas de isócronas puede ser de gran ayuda para poder realizar mejores desplazamientos en las grandes ciudades. Puede ayudar tomar mejores decisiones sobre a dónde ir, por dónde ir y hasta dónde podría llegar. Además, gracias al uso de la API de Google Maps se facilita la implementación, representación y reutilización de los mapas.

Dentro del desarrollo de este trabajo se encontraron un conjunto de problemas, los cuales deberían de considerarse en trabajos futuros, para poder mejorar la versión de la aplicación. De los más importantes podemos mencionar los siguientes:

Falta una manera automatizada para poder definir los nodos, debido a que el proceso manual puede depender del número de nodos a definir. Si pensamos en la CDMX, serían millones.

Es necesario contar con retroalimentación en tiempo real de los usuarios de esta aplicación con respecto a la información del territorio para mejorar la exactitud del

cálculo de la isócrona, es decir, que los usuarios puedan mandar datos de que es lo que sucede a su alrededor en tiempo real, como accidentes, baches, fallas en el sistema vial, cierres, y puedan tomarse en cuenta en la construcción.

Agregar puntos de interés personalizados, como hospitales, bancos, escuelas, cafeterías, etc., así como mejorar el tiempo real de traslados entre los nodos, dependiendo de horarios y condiciones reales de tráfico.

Finalmente podemos decir, con el objetivo de enriquecer el proyecto, que es recomendable realizar una evaluación minuciosa para confirmar la precisión de los tiempos representados por la isócrona construida.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] AGU, Agencia de Gestión Urbana de la Ciudad de México. Incidentes viales del DF enero agosto 2014. Consultado 15 de enero de 2017.
- [2] Armstrong, H. W., A Network Analysis of Airport Accessibility in South Hampshire. *Journal of Transport Economics and Policy*, 1972.
- [3] Cormen, TH., Leiserson, CE., Rivest, RL., Introduction to Algorithms, Second Edition. MIT Press and McGraw-Hill, ISBN 0-262-03293-7. Section 22.3: Depth-first search, pp.540–549, 2001.
- [4] Efentakis, A., Grivas, N., Lampranidis, G. Magenschab, G., Isochrones, traffic and DEMOgraphics. In Proceedings of the 21st ACM SIGSPATIAL International Conference on Advances in Geographic Information Systems (SIGSPATIAL'13). ACM, New York, NY, USA, pp. 548-551, 2013.
- [5] Google Maps, Javascript API V3 Reference: <https://developers.google.com/maps/documentation/javascript/reference>, 2017.
- [6] Heywood, I., Cornelius, S., and Carver, S., An Introduction to Geographical Information Systems. Prentice Hall. 3rd edition, 2006.
- [7] Huoran Li, Xuan Lu, Xuanzhe Liu, Tao Xie, Kaigui Bian, Felix Xiaozhu Lin, Qiaozhu Mei, and Feng Feng, Characterizing Smartphone Usage Patterns from Millions of Android Users. In Proceedings of the 2015 Internet Measurement Conference (IMC '15). ACM, New York, NY, USA, pp. 459-472, 2015.

- [8] Mayhew, L. D., Automated isochrones and the locations of emergency medical services in cities. *The Professional Geographer*, 33: pp. 423–428. doi: 10.1111/j.0033-0124.1981.00423.x, 1981.
- [9] NOAA, The National Operational Hydrologic Remote Sensing Center. Unit Hydrograph (UHG) Technical Manual, 2015: [http://www.nohrsc.noaa.gov/technology/gis/uhg\\_manual.html](http://www.nohrsc.noaa.gov/technology/gis/uhg_manual.html), 23 de octubre de 2015.
- [10] Subramanya, K., *Engineering Hydrology*. Mc Graw-Hill, 3rd edition, 2009.

# PROTOTIPO DIDÁCTICO PARA NIÑOS DE PRIMARIA BASADO EN LA IDENTIFICACIÓN DE EMOCIONES Y SUS CONSECUENCIAS

***Erick López Ornelas***

Universidad Autónoma Metropolitana Cuajimalpa

*elopez@correo.cua.uam.mx*

***Rocío Abascal Mena***

Universidad Autónoma Metropolitana Cuajimalpa

*mabascal@correo.cua.uam.mx*

## **Resumen**

El presente artículo tiene como objetivo la propuesta de un prototipo didáctico que ayude a la resolución de conflictos en estudiantes de quinto año de primaria. Dicho prototipo se encarga de identificar emociones y mostrar las posibles consecuencias en un conflicto particular. Como parte de esta investigación se realizó un análisis documental, una observación cualitativa, así como entrevistas no estructuradas para la identificación y análisis de la problemática. De esta forma, se diseñó un prototipo didáctico como propuesta para mejorar la interacción social entre los alumnos.

**Palabras Claves:** Aprendizaje emocional, empatía, interactividad, investigación cualitativa.

## **Abstract**

*The present article proposes a didactic prototype to help fifth grade students to solve their conflicts. This prototype identifies emotions and show the possible consequences in a particular conflict. In this research, a documental analysis, a qualitative observation, as well as unstructured interviews, were carried out to identify and analyze the problem. In this way, a didactic prototype was designed as a proposal to improve social interaction among students.*

**Keywords:** *Emotional learning, empathy, interactivity, qualitative research.*

## **1. Introducción**

En los últimos años, el uso de las TIC se ha convertido en un fenómeno social. Es habitual encontrar una gran cantidad de aplicaciones y programas de cómputo que facilitan el trabajo en todos los ámbitos.

En el ámbito educativo, las aplicaciones generadas y los recursos que podemos encontrar en línea también son muy notables. En dicho ámbito, su incorporación es de vital importancia para intentar enfrentar altos índices de fracaso y deserción escolar, así como para responder a la progresiva multiculturalidad de la sociedad actual. Las TIC permiten desarrollar posibilidades de innovación metodológica que redundan en el logro de una educación más eficaz e inclusiva.

Por otro lado, la necesidad de desarrollar habilidades para prevenir la violencia y mejorar la convivencia escolar, ha llevado a las instituciones educativas a implementar programas a nivel nacional e internacional. El saber resolver un conflicto, a cualquier nivel educativo, es de vital importancia para promover el desarrollo de estas habilidades.

Actualmente en México se desarrollan programas piloto como el “Proyecto a favor de la convivencia escolar” (PACE) implementado en la educación primaria desde 2015, además de los contenidos actitudinales que se abordan en la currícula de Formación Cívica y Ética (FCyE). En el caso de esta materia, se tienen como apoyo el Libro de Texto Gratuito (LTG) y algunos contenidos digitales.

En este estudio nos enfocamos en niños de nivel básico, específicamente 5º año de primaria. Partimos de la idea de que las formas de interactividad que surgen entre los niños de esta edad, pueden ser mediadas por un agente computacional, un educador, un familiar u otro compañero, lo cual posibilita la generación de conocimiento [Peñalosa, 2013]: son formas de aprendizaje que no se llevan a cabo necesariamente en el aula, y pueden presentarse en entornos como el hogar o el recreo donde los niños socializan.

Haciendo un estudio exploratorio, identificamos una insuficiencia de materiales educativos digitales para fortalecer los contenidos de la materia de Formación Cívica y Ética, así como la dificultad por parte de profesores para integrar los ya existentes, a las clases.

El objetivo es, entonces, proponer un prototipo didáctico adaptado a las necesidades de estudiantes de 5º de primaria, donde puedan identificar un conjunto de emociones y sus consecuencias en una situación particular. Partimos de la premisa que esto ayudará a la resolución de los diversos conflictos comunes que experimentan niños de estas edades.

De acuerdo a lo anterior, la segunda sección de este artículo presenta los conceptos centrales sobre los cuales se cimienta la investigación, relacionando la resolución de conflictos y la empatía. En la sección 3 se describe de manera breve la metodología empleada; en la sección 4 mostramos todo el desarrollo empleado para la construcción del prototipo didáctico. Por último, se expone una discusión sobre la investigación realizada en la sección 7, así como las respectivas conclusiones en la sección 8.

### **La Resolución de Conflictos y la Empatía**

Los conflictos interpersonales van siempre acompañados de una carga emocional que, en ocasiones, constituye la causa principal del conflicto [Fried, 2000]. Por esta razón, cualquier resolución de conflictos debe ir acompañado de un aprendizaje emocional, que ayude a conocer qué emociones nos afectan, de qué manera lo hacen y cómo reaccionamos ante ellas.

Las emociones y los sentimientos rara vez son estudiadas en el ámbito escolar, como si su conocimiento fuera innecesario. Su conocimiento debería abordarse desde las edades más tempranas. Las emociones, se asocian a reacciones afectivas de aparición repentina, de gran intensidad, las cuales se presentan siempre como respuesta a una situación de emergencia o ante estímulos de carácter sorpresivo o de gran intensidad [Martínez, 2009], lo que hace que se presenten de diversas formas y cumplan funciones determinadas generando distintas consecuencias [Puente, 2007]. Para los alumnos de primaria resulta, en ocasiones, difícil distinguir un estado de ánimo de las causas que lo provocan. Por esta razón es importante, en primer lugar, hacer que los niños aprendan a distinguir las diferentes emociones y los distintos estados de ánimo que experimentan, y que sean capaces de nombrarlos y reconocerlos.

Sentimientos como la alegría, la tristeza, el miedo, el afecto, el enojo, etc. Deben de ser identificados desde muy temprana edad y conocer las causas que los provocan [Sastre, 2000]. Cuando diferentes sentimientos y las causas que los pueden provocar son ya identificados por niños, es posible seleccionar algunos sentimientos y sus opuestos (por ejemplo, tristeza-alegría, miedo-seguridad) y proponer a los alumnos que busquen formas de ayudar a una persona que experimenta el sentimiento desagradable. Esta fue la lógica que aplicamos para el desarrollo del prototipo didáctico, el cual mostraremos posteriormente.

El aprender a resolver conflictos debe empezarse en edades tempranas. Cuando los niños ya pueden identificar emociones y descubrir formas de superar aquellas que resultan desagradables, es posible aplicar estos conocimientos a situaciones reales que se presenten en la vida cotidiana de la escuela. El prototipo didáctico se enfoca en este tipo de situaciones y busca mejorar la confianza en los niños y generar lazos de solidaridad y de ayuda mutua.

Por otro lado, el concepto de empatía, es abordado desde la Formación Cívica y Ética, asignatura que refiere a contenidos de tipo actitudinal. La SEP, en el plan de estudios vigente de educación primaria [SEP, 2011], considera relevante la idea de la empatía para favorecer competencias sociales y la define como “una disposición a considerar a los otros en cuanto a sus ideas y sus emociones presentes durante el diálogo, en la toma de decisiones, la reflexión, la participación y la convivencia en general. Es un elemento actitudinal fundamental de la comprensión mutua, que es necesaria en la construcción del trabajo colaborativo y de la concordia en las relaciones interpersonales”.

Si bien las formas de convivencia tienen como fuente de formación el hogar, las escuelas forman un papel fundamental en la socialización de los sujetos de la misma edad: constituye uno de los escenarios en los que se ponen en juego los valores, las ideas y las formas de convivencia de casa, mismas que son susceptibles de transformación.

Algunas investigaciones señalan la actitud positiva hacia la autoridad y el desarrollo de la empatía como factores de prevención y protección frente a la conducta violenta en el aula [Garaigordobil, 2006], [Johnson, 2012], [Ruiz, 2009].

Entre sus beneficios destaca que la empatía juega un rol para la conducta pro-social y tiene una función en los niños que les permiten mayor entendimiento, compasión y regulación de la agresión. Es un proceso al que se le atribuyen todas estas funciones importantes para el desarrollo educativo y el aprendizaje del niño con respecto a los otros, a la sociedad y el actuar moralmente [Fernández, 2011]. Investigaciones realizadas en la infancia y adolescencia temprana manifiestan una conexión entre la capacidad de resolver conflictos constructivamente y la empatía, factor determinante en el proceso en el que el individuo desarrolla sus relaciones interpersonales.

## **2. Métodos**

Para abordar de manera exploratoria la presente investigación, se definieron dos fases importantes: el análisis cualitativo y el diseño del prototipo didáctico.

### **Fase 1: Estudio Cualitativo**

Para iniciar el proceso de investigación se realizó una investigación documental del problema, donde se identificó el plan curricular del Libro de Texto Gratuito (LTG) y específicamente la sección correspondiente a la Formación Cívica y Ética en este grado, con el propósito de observar la relación con los contenidos cargados en la tableta, así como de los objetivos didácticos perseguidos, denominados “competencias a favorecer”.

Posteriormente se realizó una investigación de campo, donde se utilizó una observación cualitativa dentro de un contexto acotado para poder analizar y verificar la forma en que son empleados los materiales educativos, específicamente el Libro de Texto Gratuito y los contenidos los digitales. Esta observación sirvió se convirtió en nuestro caso de estudio, el cual fue representado por la escuela primaria federal “Vini Cubi” situada en Cuajimalpa, México.

La siguiente etapa fue hacer una descripción de los materiales análogos y digitales encontrados para la enseñanza de la Formación Cívica y Ética y cómo se utilizan en la clase. Para los materiales análogos se tomó en cuenta el LTG, así como



herramientas utilizadas por el profesor para mejorar su interacción. Para los materiales digitales se analizó la tableta electrónica, la cual fue entregada en el año 2015 y la cual cuenta con la plataforma institucional denominada aprendemx [SEP, 2016]; así como otras aplicaciones digitales producidas por el Consejo Nacional de Bio diversidad, y la Fonoteca Nacional.

## **Fase 2: Diseño del Prototipo Didáctico**

En esta segunda fase, fue importante definir el perfil del usuario en el que nos enfocaríamos. Un perfil puede considerarse como una serie de características en los individuos que los definen y les dan identidad, en nuestro caso estudiantes de 5º de primaria de la escuela Vini Cubi.

Fue importante, posteriormente, elegir el concepto rector de nuestra investigación: la empatía como una de las habilidades que influyen en la resolución pacífica de conflictos.

Posteriormente se planteó la realización de un prototipado rápido, el cual se basa en la idea de “usar y tirar”, el cual propone la creación de prototipos que se ponen a disposición del usuario para identificar tanto los aspectos funcionales, como aquellos que deben corregirse o sustituirse para su mejora continua. Este proceso se realizó mediante talleres de diseño participativo con sesiones entre usuarios y diseñadores y poder evaluar las diferentes etapas del prototipo didáctico y refinar el prototipo didáctico final. Con base en la especificación metodológica mostrada anteriormente y para el desarrollo del prototipo didáctico, se integró un conjunto de elementos que ayudaron a la generación del prototipo. Estos elementos son:

## **La Narrativa Digital**

El punto de partida fue una narrativa debido a que durante la observación cualitativa se detectó que este tipo de práctica era utilizada por los profesores para la enseñanza de dilemas o ejemplos de valores y prácticas cívicas. “Las enseñanzas morales y las narrativas parecen ser socios naturales en la vida de los docentes” [Mc Ewan, 1995]. Dentro de los materiales educativos como el Libro de Texto Gratuito, las historias son un elemento pedagógico recurrente para

ejemplificar casos a los niños. En el caso de una narrativa digital también puede integrar la significación de imágenes e interacciones.

### **Interacción en Primera Persona**

Para contar la historia se integró el elemento de interacción en primera persona, tomado del mundo de los videojuegos. En este escenario “el usuario tiene la sensación de formar parte del ambiente presentado y de ser capaz de decidir el curso de la acción, evitando así convertirse en un observador pasivo” [Gamboa, 2014]. En este tipo de interacción, el usuario se ve como un personaje inmiscuido en el ambiente, con la capacidad de dar respuesta. El procedimiento ha traído resultados alentadores en el ambiente de la enseñanza [Gamboa, 2014]. Proponemos que el usuario tenga la posibilidad de tomar decisiones en el transcurso de su interacción con el prototipo didáctico, de esta forma “la experiencia vivida representa una forma eficaz para que el estudiante sienta copropietario de la solución creada.

### **Animación y Sonido**

Autores como [Díaz, 2013], reconocen la importancia de incorporar elementos multimedia (animación, sonido) en prototipos didácticos para aprovechar los entornos familiares de los educandos por su relación con los videojuegos, como el caso de la gamificación.

Existen principios con fundamento cognitivo que consideran que los recursos multimedia son importantes para lograr un aprendizaje significativo. En [Mayer, 2002] se menciona que a través de un aprendizaje multimedia se pasa de percepciones sensoriales (vista y escucha), a la memoria y de esta forma poder integrar conocimiento significativo. En este sentido, nos pareció importante probar elementos multimedia sencillos y evaluarlos de forma temprana en el prototipo didáctico.

### **La Historia**

La historia plantea un conflicto para que los alumnos identifiquen y elijan una emoción, lo que les permite decidir la siguiente acción y así el curso de la historia;

posteriormente se conocen las consecuencias de su elección. Para finalizar, a manera de preguntas se incentiva la reflexión del estudiante. En este punto se diseñaron las diversas opciones y caminos que deberá tener la historia. Ya que la historia tiene varios caminos posibles de acuerdo a la toma de decisiones, fue necesario establecer un mapa de la navegación y las posibles rutas de acuerdo a la elección de una emoción. El mapa de navegación cuenta con una introducción, un conjunto de eventos y acciones y las consecuencias asociadas a cada posible salida de la historia. En la figura 1 se muestra dicho mapa.

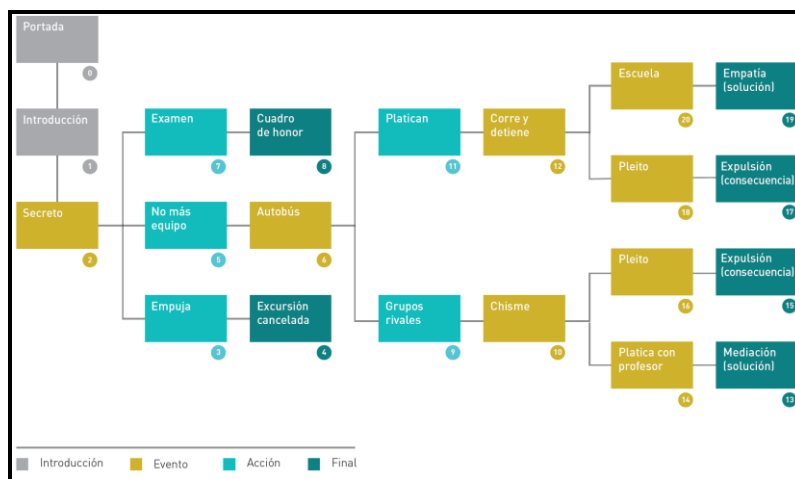


Figura 1 Mapa de navegación de acuerdo a la emoción seleccionada.

Las ramas del árbol representan los caminos que conducen la toma de decisión y las consecuencias de la misma. Se plantean seis posibles caminos en función de la emoción escogida hasta llegar a una consecuencia.

Las escenas se distinguen por el color representado en el mapa del árbol de navegación, para acentuar la ubicación en la navegación de la historia, así como la emoción escogida. En la figura 2 se muestra la representación del árbol.

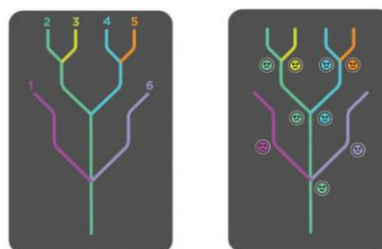


Figura 2 Determinación de los seis caminos posibles de acuerdo a la emoción escogida.

### **3. Resultados**

Para la implementación de la historia, se optó por las ilustraciones en 2D con interactividad, movimientos y textos adaptados a la historia.

Se establecieron tres personajes principales: Andy, Moni y Grillo; y siete secundarios: Profesor, Directora, Daniela, Fabiola, Carlos, Niño autobús y Chofer. El personaje Grillo es muy importante ya que su objetivo es acompañar al usuario en el transcurso de la historia, presentando preguntas que inviten a la reflexión o sugerencias que cuestionen la emoción seleccionada. Al prototipo didáctico lo hemos llamado “el árbol de las decisiones”.

Los alumnos interactúan con el prototipo siguiendo cada una de las bifurcaciones presentadas por el prototipo y los desenlaces son diferentes cada vez según la situación en la que se encuentren. Este proceso sirve para identificar cada una de las emociones en la que los alumnos se ven reflejados y les sirve para determinar las consecuencias que conlleva cada una de las emociones representadas.

En figura 3 se muestra la interacción de una de las ramas del árbol, la cual representa la confrontación a una sola emoción y la consecuencia asociada.

### **4. Discusión**

Uno de los cuestionamientos que se ha formulado a lo largo de esta investigación, ha sido respecto a la pertinencia y funcionalidad de una herramienta digital para abordar temas como la identificación de emociones y la empatía. Al ser éstos temas de carácter actitudinal, pareciera que plantea implícitamente la condición de trabajarse a través de una relación cara a cara, (en este caso, entre niños y profesor) en la que se pone en juego la expresión corporal y en general, la presencia misma del sujeto, por tratarse de un concepto que apela a “la comprensión del otro”.

En nuestra propuesta de prototipo didáctico, se recupera la dinámica empleada en los videojuegos y la interacción en primera persona. Estas dinámicas presentan a los niños una situación de conflicto a manera de historia, en la que se busca la inmersión a partir de la participación de los niños requerida para decidir el curso de los acontecimientos, vinculando la emoción con la toma de decisiones.

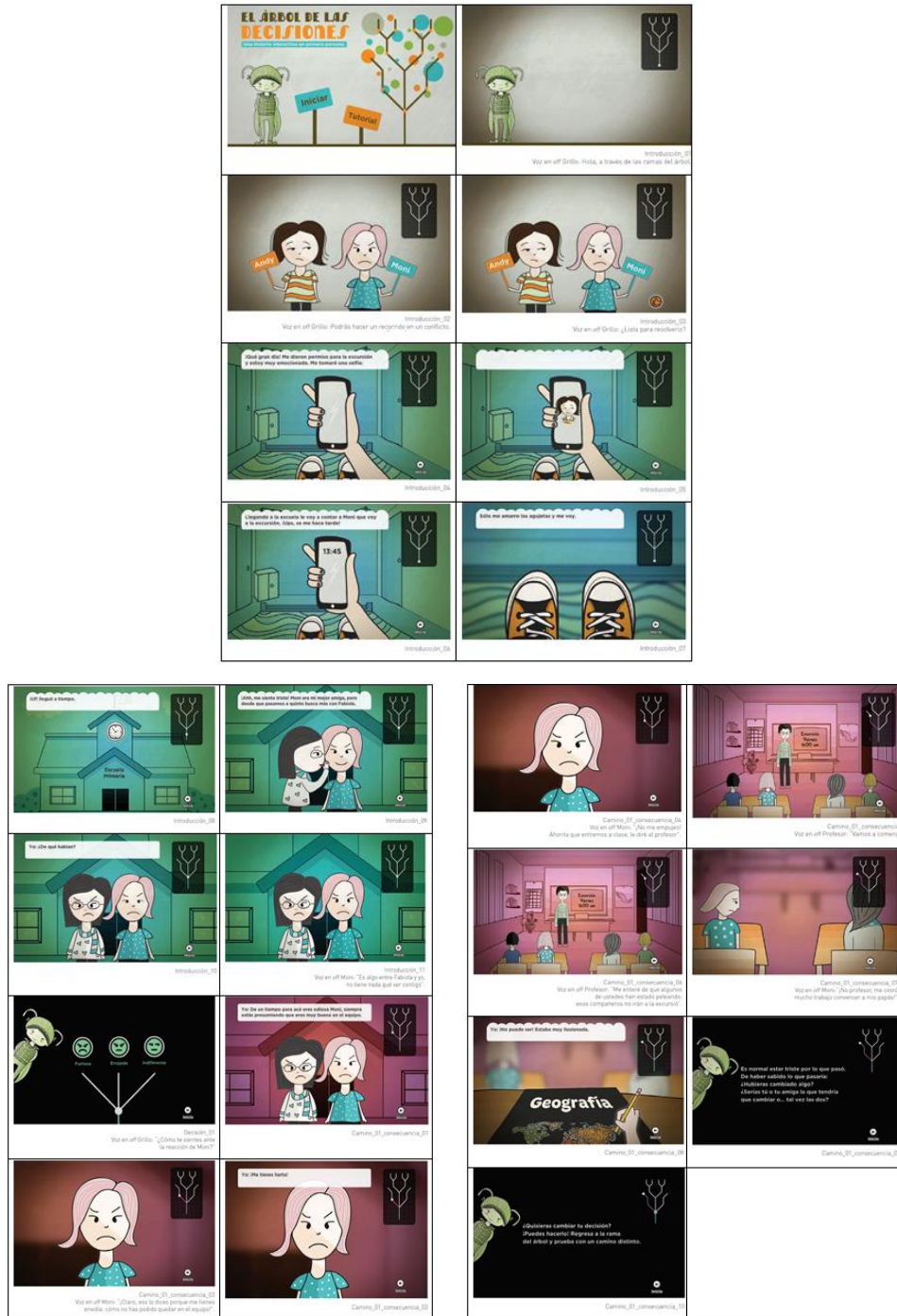


Figura 3 Prototipo final donde se presenta una rama del árbol y su consecuencia.

Se trata, por tanto, de una propuesta que explora las posibilidades del entorno digital para tratar contenidos actitudinales, mismos que pueden plantear en un primer momento cierta imposibilidad para ser trabajados con un dispositivo digital, por lo cual es importante realizar una evaluación de los resultados del prototipo.

## **5. Conclusiones**

El caso de estudio representado por una escuela primaria pública de la Ciudad de México, nos permitió observar las dificultades en la incorporación de los dispositivos digitales móviles al trabajo en clase; respecto a los contenidos digitales e interactivos vinculados con las lecciones del plan curricular, específicamente los referentes a la materia de Formación Cívica y Ética, permiten identificar la distancia existente entre el concepto con base al cual se diseña institucionalmente y las necesidades específicas de niños y profesores.

Referente a los contenidos de índole actitudinal, la investigación respecto a las posibilidades que la empatía y la identificación de emociones tienen para prevenir actos de violencia escolar, así como para desarrollar el comportamiento prosocial, es un campo aún inexistente; si bien la Secretaría de Educación Pública propone a la empatía y la identificación de emociones como elementos actitudinales fundamentales para la convivencia, en el quinto año de primaria no existen materiales de apoyo para su enseñanza.

En lo que respecta a la pertinencia del prototipo didáctico para ésta área, se concluye que éste es un campo poco explorado al aprovechar mínimamente las propiedades de los entornos digitales, las cuales pueden ser funcionales para este tipo de contenidos. Un ejemplo de ello son los juegos de simulación, los cuales provienen de la cultura de los videojuegos y permiten crear situaciones apegadas a la realidad, que en el caso de los contenidos actitudinales son propicias para el “ensayo” de prácticas sociales, en las que el estudiante puede aprender por medio de la “gamificación”.

Finalmente, consideramos que un prototipo didáctico de esta índole, es tan sólo una pieza en el proceso de aprendizaje. Sobre todo, en el tipo de contenidos actitudinales que requieren de un avance progresivo, para que se pueda observar un cambio de actitudes. Además, que el uso de herramientas computacionales puede ser de gran ayuda para la identificación automática de las emociones y sus consecuencias.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Díaz, J., Troyado, Y., El potencial de la gamificación aplicado al ambito educativo, 2013: [https://fcce.us.es/sites/default/files/docencia/el\\_potencial\\_de\\_la\\_gamificacio\\_aplicado\\_al\\_ambito\\_educativo\\_0.pdf](https://fcce.us.es/sites/default/files/docencia/el_potencial_de_la_gamificacio_aplicado_al_ambito_educativo_0.pdf).
- [2] Fernández, M., La empatía desde dos miradas: la evolución y la educación Mariana F. Fernández Eje temático: Educación y regulaciones estatales. Pertenencia: Universidad Nacional de Córdoba. Escuela de Filosofía y CIFYH ., 1-9, 2011
- [3] Fried, S, D., Nuevos paradigmas en la resolución de conflictos. Barcelona. Granica, 2000.
- [4] Gamboa, F., Desarrollo de software educativo centrado en el usuario. En Diseño centrado en el usuario: métodos e interacciones. (pp. 105-119). Ciudad de México: Insignio, 2014.
- [5] Garaigordobil, M., & De Galdeano, P. G., Empatía en niños de 10 a 12 años. *Psicothema*, 18(2), pp. 180-186, 2006.
- [6] Johnson, D. R., Transportation into a story increases empathy, prosocial behavior, and perceptual bias toward fearful expressions. *Personality and Individual Differences*, 52(2), pp. 150-155, 2012: [www.sciencedirect.com/science/article/pii/S019188691100451X](http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S019188691100451X).
- [7] Mc Ewan, H., & Egan, K., La narrativa en la enseñanza, el aprendizaje y la investigación. La narrativa en la enseñanza, el aprendizaje y la investigación. Buenos Aires: Amorrortu Editores, 1995.
- [8] Martínez, C., Consideraciones sobre inteligencia emocional. La Habana, Cuba: Editorial Científico-Técnica, 2009.
- [9] Mayer, R. E., & Moreno, R., Animation as an Aid to Multimedia Learning. *Educational Psychology Review*, 14(1), pp. 87- 99, 2002: <https://ydraw.com/wp-content/uploads/2012/04/Stop-Motion-Aids-Multimedia-Learning.pdf>.
- [10] Peñalosa, E., Estrategias docentes con tecnologías: Guía práctica (Primera ed). México: Pearson, 2013.
- [11] Puente, A., Cognición y Aprendizaje. Fundamentos Psicológicos. España: Editorial Pirámide, 2007.

- [12] Ruiz, D. M., López, E. E., & Pérez, S. M., Relación entre el clima familiar y el clima escolar: el rol de la empatía, la actitud hacia la autoridad y la conducta violenta en la adolescencia. *Psychology and Psychological Therapy*, 9(1), pp. 123- 136, 2009.
- [13] Sastre, G.; Moreno Marimon, M., Nuevas perspectivas en el razonamiento moral, en *Educacao e Pesquisa*. Vol. 20-02, pp. 123-135. Universidad de Sao Paulo, 2000.
- [14] SEP, Plan de estudios 2011 Educación Básica. Estado y sociedad (Segunda ed.). México: Secretaría de Educación Pública, 2011: <http://www.curriculobasica.sep.gob.mx/images/PDF/planestudios11.pdf>.
- [15] SEP, Habilidades Digitales para Todos, 2016: [http://www.sep.gob.mx/es/sep1/habilidades\\_digitales\\_para\\_todos#.Vv1m\\_GQrK2](http://www.sep.gob.mx/es/sep1/habilidades_digitales_para_todos#.Vv1m_GQrK2).



# **METODOLOGÍA PARA LA CORRECCIÓN DE DISTORSIÓN GEOMÉTRICA Y RECONSTRUCCIÓN 3D DE UN OBJETO MEDIANTE PERFILOMETRÍA WAVELET 1D**

***Claudia Victoria López Torres***

Universidad Autónoma de Querétaro, Centro Universitario  
*azul.cielo.2007@gmail.com*

***Gonzalo Elías Blanco Silva***

Universidad Autónoma de Querétaro, Centro Universitario  
*gblanco25@alumnos.uaq.mx*

***Jesús Carlos Pedraza Ortega***

Universidad Autónoma de Querétaro, Centro Universitario  
*caryoko@yahoo.com*

***Juan Manuel Ramos Arrequín***

Universidad Autónoma de Querétaro, Centro Universitario  
*jramos@mecamex.net*

***José Emilio Vargas Soto***

Universidad Autónoma de Querétaro, Centro Universitario  
*emilio@mecatronica.net*

***Mayra Azucena Cíntora García***

Universidad Autónoma de Querétaro, Centro Universitario  
*Mayra.12.1@hotmail.com*

## **Resumen**

Los métodos de reconstrucción 3D con base al análisis de patrones de franjas, son ampliamente usados para la obtención de profundidad de objetos basándose en una o más imágenes, debido a que son técnicas no invasivas con alta velocidad de procesamiento. Sin embargo, son susceptibles a errores ocasionados

por distorsiones provocadas por ángulos focales tanto del proyector, la cámara, como del ángulo de separación entre estos. Problemática que es abordada en el presente trabajo mediante una propuesta metodología de corrección de distorsión geométrica la cual se encarga de corregir distorsiones ocasionadas por agentes externos al método. La metodología presentada es aplicada a un objeto real, el cual cuenta con distorsión geométrica, para la obtención de resultados previos a la corrección de distorsión y resultados posteriores a la corrección, empleando MatLab, Perfilometría Wavelet 1D y variación del número de franjas proyectadas.

**Palabras Claves:** Distorsión geométrica, perfilometría Wavelet, reconstrucción 3D.

### **Abstract**

*Due to the non-invasive and high processing speed characteristics of 3D reconstruction methods based on fringe pattern projection, they are widely use to obtain object's depth based on one or more images.*

*However, these techniques are susceptible to errors caused by distortions coming from the view angle respect to the camera and projector. This problem is addressed on the present work, which proposes a methodology to correct geometric distortion due to external issues to the method. The presented methodology is applied to a real object, in different situations, the first is with the distortion and the second is with the corrected distortion. For this purpose, a MatLab algorithm is developed; also the 1D Wavelet transform profilometry is implemented with the variation of the projected fringe number.*

**Keywords:** *Distortion correction, Wavelet profilometry, 3D Reconstruction.*

## **1. Introducción**

Hoy en día, el continuo desarrollo de la ciencia y la tecnología, se considera en algunos países una variable prioritaria para la generación de desarrollo y productividad de casi todos los sectores que conforman dicho territorio. Desarrollo que trae consigo un incremento en la demanda de desarrollo de herramientas que permitan la mejora continua en la calidad de los procesos. Problemática que vista

desde un punto de vista de procesamiento digital de imágenes, recae en la necesidad de disponer de métodos digitales sofisticados que remarquen la necesidad de precisión. Involucrando sin lugar a dudas la calidad y consistencia perceptual de las imágenes involucradas para dicho procesamiento, las cuales pueden afectar los resultados obtenidos acorde a las circunstancias bajo las cuales estas fueron concebidas [Stockham, 1972].

Donde la calidad y consistencia perceptual se puede ver afectada de múltiples formas, ya sea por agentes externos como el entorno de iluminación [Gross, 2003] [Zhang, 2009] o sombras [Salvador, 2004], o bien por agentes internos al sistema de captura como son funciones de transferencia [Sobol, 1993] [Devlin, 2006], rangos de iluminación limitados [Devlin, 2006], distorsión radial debido al tamaño del lente [Melo, 2012], factor de escala y enfoque [Lenz, 1987] [Beardsley, 1992], entre otros. O bien debido a la localización del objeto respecto del sistema de captura [Beardsley, 1992], [Waki, 2004].

Este último factor, es decir la localización del objeto respecto al sistema de captura, aunado a la distorsión causada debido al tamaño del lente, juega un papel crucial en las áreas de procesamiento de imágenes donde se requiere capturar una escena, con la menor distorsión posible. Tal es el caso de trabajos centrados en proyección de patrones espaciales sinusoidales y la extracción de distribuciones de fase de dichos patrones deformados, para la reconstrucción 3D de un objeto con base a una o más imágenes bidimensionales, comúnmente llamados métodos de Perfilometría [Berryman, 2003]. Proceso que requiere, considerar un ángulo de separación entre una fuente de iluminación (proyector) y el sistema de captura [Pedraza, 2007]. Lo cual en la mayoría de los casos ocasionará distorsiones en la imagen capturada, ajenas a las deformaciones ocasionadas por los patrones proyectados, y por tanto la calidad perceptual de la imagen se encontrará comprometida, afectando directamente la precisión del proceso.

Problemática que puede ser abordada mediante la adaptación de algoritmos que permitan una localización de la escena a capturar y corrijan distorsiones ajenas a las ocasionadas por las deformaciones de los patrones proyectados, tal es el caso

de [Beardsley, 1992], el cual emplea correcciones mediante secuencias de imágenes proyectadas previamente, las cuales establecerán un punto de referencia para la profundidad focal y relaciones de aspecto, la cual debe ser modificada y adaptada para corregir al mismo tiempo la distorsión geométrica, ocasionada por el ángulo de separación. O bien, con base en [Waki, 2004], proyectar secuencias de patrones y mediante distintos proyectores, posicionados alrededor de la escena corregir la distorsión geométrica.

Basándose en estos antecedentes y teniendo como finalidad corregir la distorsión radial, ocasionada por el ángulo de separación del proyector y la cámara, en procesos de Perfilometría, el presente trabajo propone una metodología y método de corrección de distorsión geométrica, empleando la proyección de un patrón de líneas previo a la proyección del patrón sinusoidal, sobre el objeto a fin de corregir la distorsión geométrica, sin la adición de algún otro componente. Dicha metodología será probada sobre el método de Perfilometría Wavelet en 1D [Zhong, 2004], a fin de obtener una reconstrucción 3D de dos objetos reales.

El presente trabajo se encuentra organizado de la siguiente manera. La sección 2 presenta la metodología propuesta para el proceso de corrección geométrica y la metodología empleada en el proceso de reconstrucción 3D de un objeto mediante Perfilometría Wavelet. Posteriormente los resultados son mostrados en la sección 3 y por último se presentan las discusiones y conclusiones del presente trabajo en las secciones 4 y 5 respectivamente.

## **2. Métodos**

Partiendo de la premisa de realizar una corrección geométrica se procede a proponer dos casos uno en el cual se requiera únicamente de cuatro puntos y el uso de un algoritmo de transformación geométrica en el cual los puntos convergen hacia un punto de fuga, ocasionado por un ángulo de inclinación entre la ubicación de los mismos y la ubicación deseada. Y un segundo caso en el cual cuatro puntos no es suficiente para realizar una correcta modificación, para lo cual se siembra una serie de puntos dentro de los primeros cuatro a fin de realizar transformaciones geométricas entre series de cuatro puntos. Con base en esto se

propone el patrón mostrado en la figura 1. El cual presenta un área en blanco la cual permite mediante el uso de sus esquinas localizar cuatro puntos para efectuar una corrección de cuatro puntos y los puntos intermedios marcados en rojo permiten realizar una corrección por zonas intermedias a ellos.

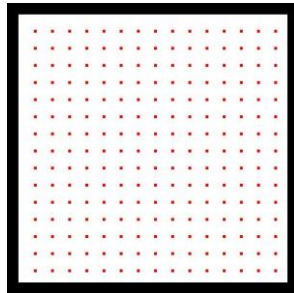


Figura 1 Patrón propuesto para corregir la deformación geométrica.

Con base en el patrón previamente mostrado se propone para el primer caso la metodología mostrada en la figura 2. La cual parte de la adquisición mediante la cámara del patrón proyectado, para posteriormente binarizar dicha imagen y a continuación eliminar ruido en los bordes de la imagen y localizar el área más grande es decir la presentada en color blanco, considerando que se desean los cuatro puntos correspondientes a sus esquinas, en base a estos puntos y los puntos de localización deseados se obtiene una matriz de transformación geométrica, la cual si es aplicada a el área segmentada corregirá la distorsión geométrica. Para lo cual dicha metodología proporcionara las coordenadas correspondientes al área y la transformación geométrica a aplicar, cabe mencionar que esta área corresponde al lugar donde se localizara el patrón sinusoidal proyectado.

Para el segundo caso en el cual se requiere una mayor precisión, se propone la metodología presentada en la figura 3, la cual continua una vez corregida la distorsión en el área mayor, y en la cual se prosigue a localizar los puntos marcados en rojo e identificar sus centros, teniendo un total de 225 puntos los cuales agrupados en grupos de cuatro puntos cercanos al igual que para el área mayor se obtendrá matrices de transformación geométrica y un ajuste de escala, para posteriormente apilarlos en una nueva imagen la cual poseerá, corrección por

zonas de cuatro puntos, para este caso el patrón sinusoidal proyectado deberá localizarse dentro del área que contiene puntos rojos.

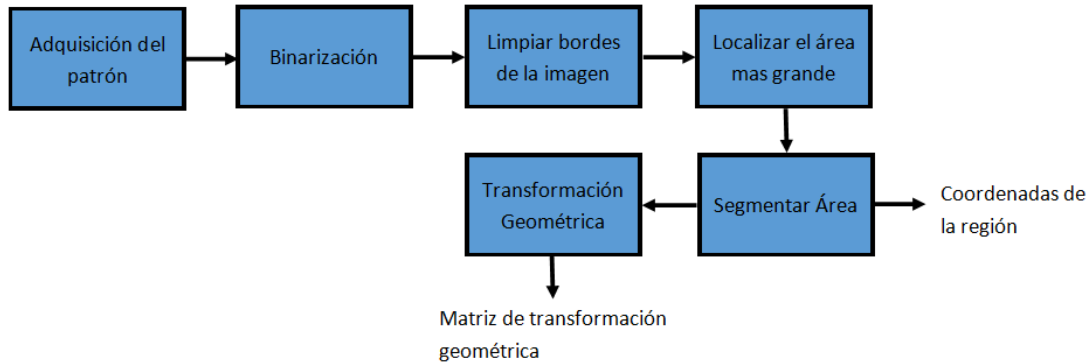


Figura 2 Metodología propuesta para corregir la deformación geométrica.

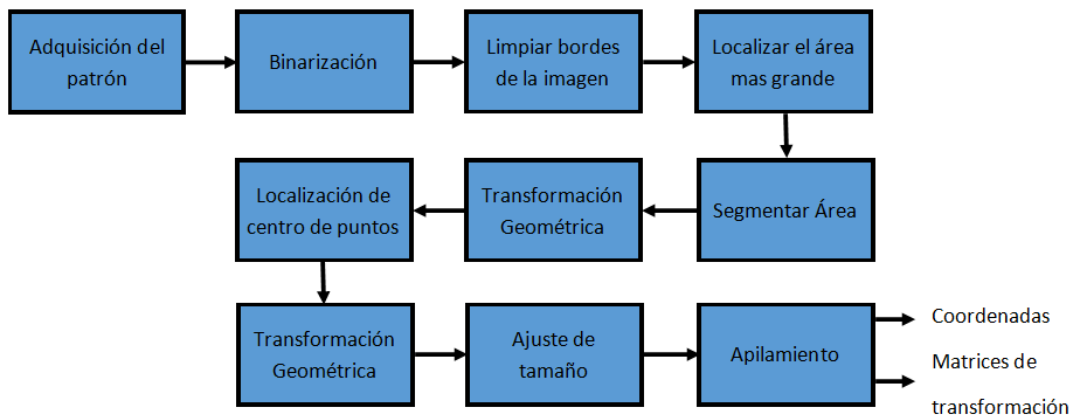


Figura 3 Metodología propuesta para corregir la deformación geométrica del patrón proyectado en base a regiones.

Cabe denotar que el uso de puntos rojos es debido a su fácil localización mediante el uso de canales RGB, ya que el patrón además de estos solo contiene valores en cero o que saturan los tres canales.

La metodología propuesta para el proceso de reconstrucción 3D, se muestra en la figura 4. Aplicando la Perfilometría Wavelet (WP) para llevar a cabo la reconstrucción 3D del objeto. La metodología, la cual consta de 9 pasos para la parte donde se implementa la corrección del patrón. Como primer paso se adquiere el patrón de líneas, el cual es capturado por una cámara como se explicó anteriormente, el segundo paso es la adquisición de la imagen, en este caso la

imagen usada es una imagen de un objeto real, para el tercer paso se lleva a cabo al corrección del patrón incluyendo la imagen, en este caso la imagen es redimensionada a una de 512 x 512 pixeles, para tener una consistencia durante todo el proceso. En el cuarto paso la frecuencia  $f_0$  es calculada de acuerdo al número de franjas proyectadas sobre el objeto. La importancia de la  $f_0$ , es brindar la información correspondiente a la altura el objeto en cada pixel, la cual permite obtener su reconstrucción 3D. El quinto paso es aplicar al objeto la Perfilometría Wavelet. Después de que el filtro  $f_0$  es aplicado en el sexto paso, el paso siguiente, el séptimo la transformada inversa es aplicada. La fase envuelta es obtenida en el octavo paso, esta fase envuelta representa el mapa de fase, el cual es el que contiene la información de la altura del objeto. La fase desenvuelta es obtenida en el noveno paso. Para la comparación del método, se muestra el mismo proceso, pero sin los pasos 1 a 3 sobre el mismos objeto real, obteniendo con ello su reconstrucción para la validación del método.

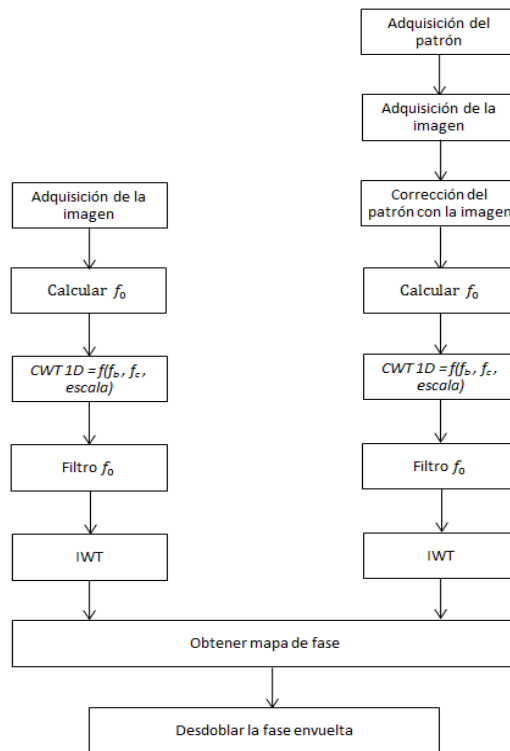


Figura 4 Metodología propuesta para la reconstrucción 3D con WTP.

La figura 4 describe el método propuesto para enmarcar los resultados del presente trabajo.

En la metodología (paso 5), es necesario determinar el tipo de Transformada Wavelet, la Transformada Continua Wavelet CWT es la suma que cubre el intervalo de tiempo completo de la señal, [Arellano, 2003] donde la señal original se obtiene al multiplicar cada uno de los coeficientes por la wavelet escalada y trasladada. El cambio de escala está determinado por ecuación 1.

$$\frac{1}{\sqrt{a}}\psi\left(\frac{x}{a}\right) \quad (1)$$

Donde  $a > 0$

Por otro lado, la translación se define en la ecuación 2.

$$\psi(x - b) \quad (2)$$

Así bien, la translación y el cambio de escala en una dimensión está dada por la ecuación 3.

$$\psi_{a,b} = \frac{1}{\sqrt{a}}\psi\left(\frac{x-b}{a}\right) \quad (3)$$

Donde,  $a > 0, b \in \mathbb{R}$

Basado en estas variaciones de coeficientes surge la familia de wavelets, entre las cuales se encuentra la transformada Morlet Compleja, la cual es implementada en el presente trabajo, dado que presenta un mejor desempeño con respecto a otras transformadas Wavelets Complejas, [López, 2012]. La transformada wavelet Morlet está definida por la ecuación 4.

$$\Psi(x) = \pi^{-1/4} \exp(i2\pi w_0 x) \exp(-x^2/2) \quad (4)$$

Donde de la ecuación 5.

$$\text{morl}(x) = e^{-x^2/2} \cdot \cos(5x) \quad (5)$$

Donde,  $i = \sqrt{-1}$   $w_0 = \text{Frecuencia de la Wavelet Morlet}$

La transformada wavelet compleja permite hacer la descomposición de la señal (la imagen) en su parte real e imaginaria, obteniendo así un conocimiento mayor de la imagen. La Wavelet Morlet será la función madre que alimentará a la Transformada Wavelet, y llevará a cabo el proceso llamado Perfilometría Wavelet.



La fase envuelta, se obtiene a través de la aplicación de la transformada wavelet compleja, en este punto la parte imaginaria brinda el mapa de fase del objeto, (fase envuelta). El algoritmo de Itoh, [Itoh, 1982] el cual trabaja a través de un proceso de integración, es utilizado para obtener la fase desenvuelta (reconstrucción 3D). La figura 5 inciso a muestra el mapa de fase del objeto utilizado en este trabajo, del cual se toma un renglón (el renglón correspondiente a la línea 300 dentro del mapa de fase), el perfil de este renglón es mostrado en la figura 5 inciso b.

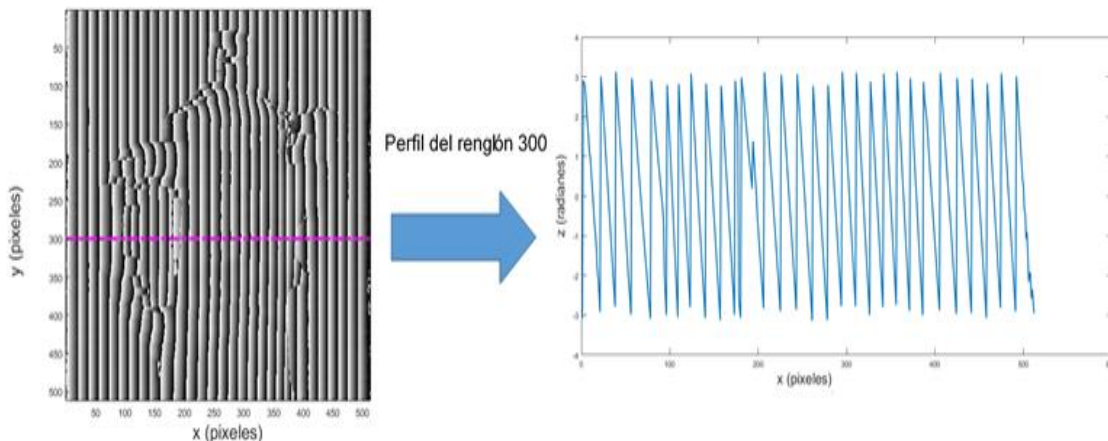


Figura 5 Representación del perfil de un renglón del mapa de fase (fase envuelta).

El objeto mide 185 por 195 mm. La imagen es de 512 por 512 píxeles. Por lo tanto, la resolución espacial del objeto utilizado en este trabajo es de 2.108 mm/píxel en el eje x, así como 2.238 mm/píxel en el eje y. Por otro lado, para el eje z las unidades están normalizadas (entre 0 y 1), donde el valor mínimo de z es 0 lo cual corresponde a 0 mm, así como el valor máximo de z es de 1 que corresponde a 32 mm.

### 3. Resultados

En esta sección se muestran las pruebas realizadas sobre un objeto real previamente capturado con un patrón de franjas en condiciones normales, tal como se aprecia en la figura 6. Previo a esto un patrón de franjas es proyectado sobre la superficie, la forma ideal del patrón es mostrada en la parte superior izquierda, sin embargo, es susceptible a distorsiones geométricas ocasionadas por

la cámara, el proyector y la distancia entre ambos, mostrado en la parte inferior izquierda de la figura 6. Por consiguiente es empleada la metodología propuesta para la corrección de la distorsión obteniendo las matrices de transformación y las coordenadas donde estas son aplicadas, corrigiendo de esta manera los patrones sinusoidales, proyectados sobre el objeto (parte superior derecha), obteniendo así patrones de franjas corregidos.

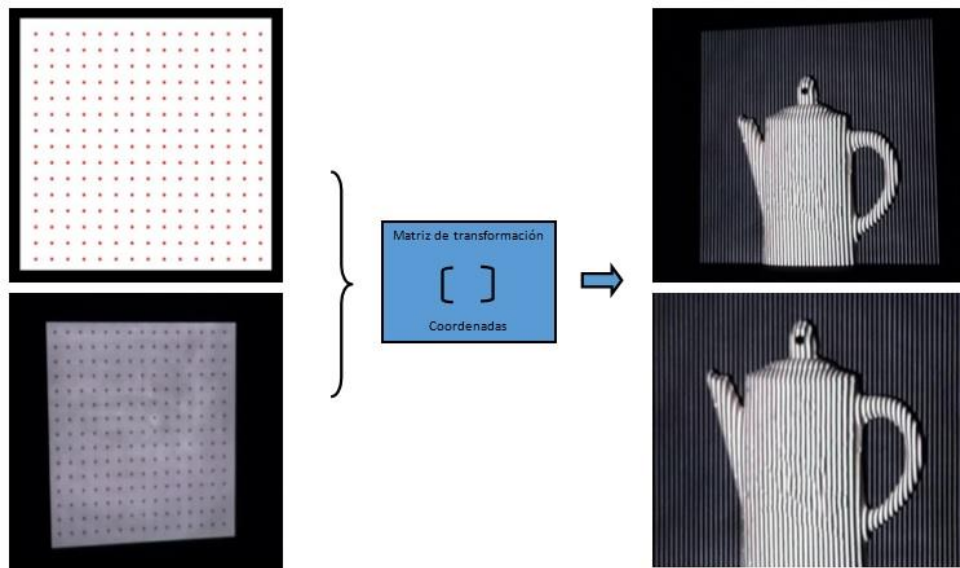


Figura 6 Proceso de transformación para corrección de distorsión geométrica de la imagen de entrada.

Con base en lo anterior son obtenidos resultados tanto de patrones con distorsión y sin distorsión, variando el número de franjas. A continuación, la figura 7 inciso a muestra la captura del objeto con un patrón de 16 franjas. Se observa que el objeto está distorsionado y las franjas no son verticales. En la figura 7 inciso b se puede ver el mapa de fase obtenido después de aplicar la metodología propuesta. El número de franjas calculado es de 16. En esa misma imagen se puede observar que existen zonas en el mapa de fase que tienen variaciones significativas en los valores de la fase, esto es, hay muchos valores de alta frecuencia que provocan ruido y que se ocasionan por aquellas regiones en donde no existe una franja proyectada. En la figura 7 incisos c y d, se observa la reconstrucción 3D del objeto en una vista superior y otra inclinada. Se puede

observar que la forma del objeto no está bien definida y por lo tanto tampoco está definida la altura de este.

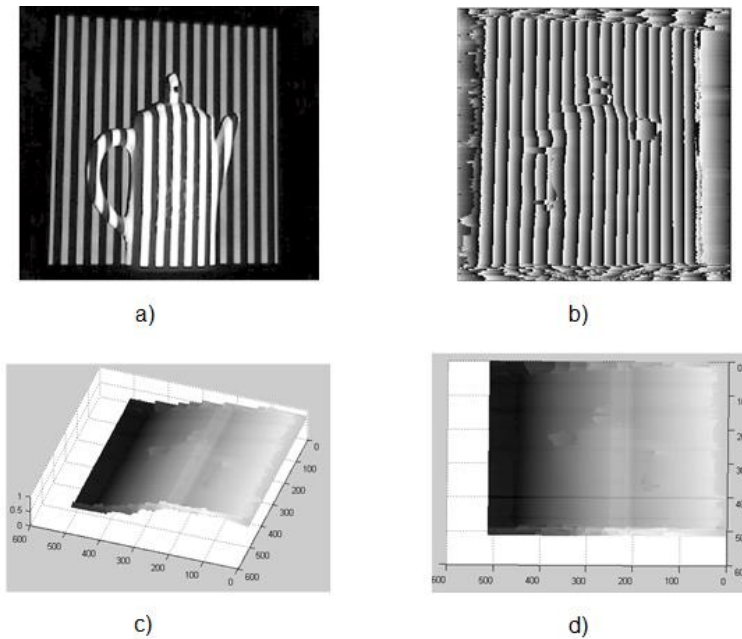


Figura 7 Reconstrucción 3D de un objeto sin aplicar la etapa de corrección de distorsión geométrica.

De manera similar a la figura previamente presentada, la figura 8 inciso a muestra el patrón de franjas sinusoidal del objeto empleando 16 franjas, La figura 8 inciso b presenta el mapa de fase, mientras la reconstrucción 3D del mismo se muestra en la figura 8 incisos c y d. El conjunto de figuras es obtenido empleando la corrección propuesta en la figura 6, en donde se aprecia que la reconstrucción 3D sobre el mismo objeto, muestra una mejora una vez empleada la corrección geométrica de la distorsión. Esta mejora se aprecia a simple vista con respecto a la reconstrucción anterior, dado que tiene una mejor definición en su reconstrucción, debido a que las franjas ya no se encuentren inclinadas como en la figura original en la que no se aplicó dicha corrección.

En la figura 9 incisos a y c, se muestra el mismo objeto, con 32 y 64 franjas proyectadas, y con la corrección aplicada. Estos valores de franjas tal como se pueden apreciar en la figura 9 incisos b y d, presentan una reconstrucción 3D respetivamente para cada uno. Aportan una mejor reconstrucción a mayor número

de franjas donde es visible una reducción tanto en ruido como de mejora en la definición del objeto.

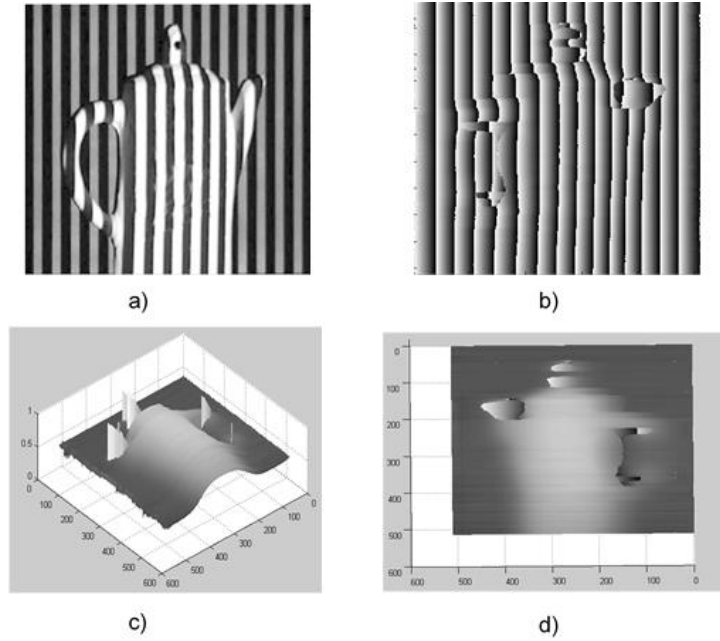


Figura 8 Reconstrucción 3D de un objeto aplicando corrección de distorsión geométrica con el mismo número de franjas que el objeto de la figura 7.

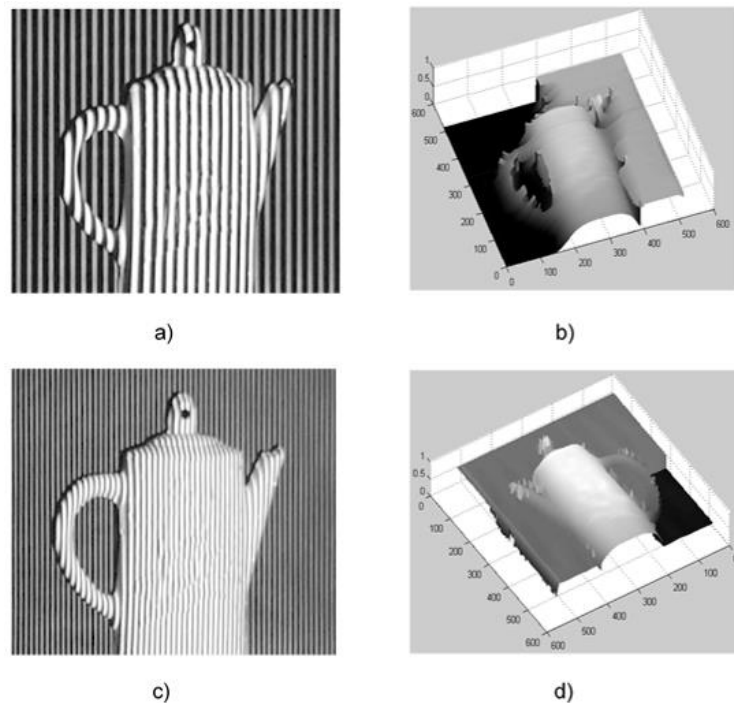


Figura 9 Reconstrucción 3D del mismo objeto, variando el número de franjas proyectado sobre el objeto.

## **4. Discusión**

Se puede apreciar que es necesario llevar a cabo una corrección de distorsión geométrica por el método de Perfilometría Wavelet 1D, para mejorar las imágenes utilizadas al inicio de este método. Lo anterior se debe a que si la imagen contiene información diferente de las franjas distorsionadas y del objeto, esto producirá variaciones en el mapa de fase, lo cual tendrá como consecuencia que no se pueda obtener una buena forma de los objetos, debido a que la fase contiene la información de altura de los objetos, como está establecido en el método de Perfilometría Wavelet. También es necesario notar que a medida que se incrementan la cantidad de franjas proyectadas, el proceso de reconstrucción mejora.

## **5. Conclusiones**

En el presente trabajo se propuso la implementación de un método de reconstrucción 3D de objetos mediante el uso de la Perfilometría Wavelet 1D. Este método consiste en la proyección de un patrón de franjas verticales sobre un objeto. Este patrón de franjas tiene una frecuencia espacial definida. La imagen es capturada, y después se aplica la transformada wavelet 1D. Posteriormente se le aplica un filtro en la frecuencia espacial, la cual es igual al número de franjas proyectadas, con lo que se obtiene un mapa de fase. Este mapa de fase tiene los valores de la altura del objeto envueltos y es necesario aplicar un algoritmo de desdoblamiento de fase. Se utiliza un algoritmo de desdoblamiento de fase sencillo y se obtiene la altura del objeto. Como variante se cambiaron el número de franjas y se obtuvo la forma del objeto. Una contribución importante es la propuesta de una etapa de corrección de la distorsión geométrica de los objetos ocasionado por el sistema de captura. Esta corrección geométrica permite obtener una mejor reconstrucción tridimensional de los objetos, combinándolo con un mayor número de franjas proyectado.

Como trabajo futuro se pretenden utilizar algoritmos más robustos de desdoblamiento de fase, así como otro tipo de wavelets en la perfilometría wavelet.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Arellano, P., Missing information in remote sensing: wavelet approach to detect and remove clouds and their shadows. International Institute for Geo-Information Science and Earth Observation, Enschede. The Netherlands, 2003.
- [2] Beardsley, P., Murray, D., & Zisserman, A., Camera Calibration Using Multiple Images. European Conference on Computer Vision, pp. 312-320, 1992.
- [3] Berryman, F., Pynsent, P., & Cubillo, J., A theoretical Comparison of three fringe analysis methods for determining the three-dimensional shape of an object in the presence of noise. Optics and Lasers in Engineering, pp. 39:35-50, 2003.
- [4] Devlin, K., & Chalmers A., Visual Calibration and Correction for Ambient Illumination. ACM Transactions on Applied Perception, 3(4): pp. 429-452, 2006.
- [5] Gross, R., & Brajovic, V., An Image Processing Algorithm for Illumination Invariant Face Recognition. In International Conference on Audio and Video-Based Biometric Person Authentication, pp. 10-18, 2003.
- [6] Itoh, K., Analysis of the phase unwrapping algorithm, Applied Optics, 21(14), pp. 2470-2486, 1982.
- [7] Lenz, R., & Tsai, R., Techniques for calibration of the scale factor and image center for high accuracy 3D machine vision metrology. International Conference on Robotics and Automation Proceedings, 1987.
- [8] López, T., Estudio comparativo entre tipos de transformada wavelet para su uso en reconstrucción tridimensional. (Doctoral dissertation), 2012.
- [9] Melo, R., Barreto, J., & Falcao, G., A New Solution for Camera Calibration and Real-Time Image Distortion Correction in Medical Endoscopy-Initial Technical Evaluation. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 59(3), pp. 634-644, 2012.
- [10] Pedraza, J., Rodriguez, W., Barriaga, L., Gorrostieta, E., Salgado, T., Ramos, J., & Rivas, A. Image Processing for 3D Re-construction using a

- Modified Fourier Transform Profilometry Method. MICAI 2007: Advances in Artificial Intelligence, pp. 705-712, 2007.
- [11] Salvador, E., Cavallaro, A., & Ebrahimi, T., Cast shadow segmentation using invariant color features. *Computer Vision and Image Understanding*, 95, pp. 238-259, 2004.
- [12] Sobol, R., Automated Image Calibration. Patent US5185673, 1993.
- [13] Stockham, G., Image Processing in the Context of a Visual Model. *Proc. IEEE*, 60(7), pp. 828-842, 1972.
- [14] Waki, M., Nishio, T., Kubota, A., & Higurashi, M., Image calibration device and image calibration method. Patent US6771307, 2004.
- [15] Zhang, T., Tang, Y., Fang, B., Shang, Z., & Liu, X., Face Recognition Under Varying Illumination Using Gradientfaces *IEEE Transactions on Image Processing*. 18(11), pp. 2599-2606, 2009.
- [16] Zhong, J., & Weng, J., Spatial carrier-fringe pattern analysis by means of wavelet transform: wavelet transform profilometry. *Applied optics*, 43(26), pp. 4993-4998, 2004.

# **SUPERVISIÓN DE TEMPERATURA Y HUMEDAD PARA EL CÁLCULO DE BALANCE ENERGÉTICO EN UN INVERNADERO CON TIEMPOS DE MUESTREO OBTENIDOS DE FORMA EXPERIMENTAL**

***Sergio Eduardo Luna Arauz***

ESIME Culhuacán, Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, IPN  
*arauzergio@hotmail.com*

***Andrés Alfonso Andrade Vallejo***

ESIME Culhuacán, Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, IPN  
*andres\_andrade@yahoo.com*

***Pedro Guevara López***

ESIME Culhuacán, Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, IPN  
*pguevara@real-time.com.mx*

***Juan Enrique Rubiñoz Panta***

Colegio de Postgraduados en Ciencias Agrícolas, Hidrociencias  
*jerpkiye@colpos.mx*

## **Resumen**

La energía es un factor de producción muy importante en la horticultura de invernadero, fundamentalmente en climas fríos. En los últimos años los agricultores se ven enfrentados a unos precios de la energía en aumento y a variaciones climatológicas cada vez más acusadas lo que fomenta la inversión en equipos de ahorro energético. El reto al que se enfrentan es conocer el comportamiento del invernadero, es decir que tanto calor habría de instalarse en temporadas frías, o que cantidad habría de quitarse cuando la temperatura sea mayor a la deseada. Este trabajo consiste en la supervisión con un sistema de adquisición de datos el cual por medio de sensores de temperatura y humedad relativa nos muestran el comportamiento térmico y de humedad, visualizando así



que magnitud física varía con mayor rapidez a través del tiempo. Se pudo definir el tiempo de muestreo para las variables involucradas para que en un trabajo próximo sean ingresados a un algoritmo computacional encargado de realizar el balance energético en un invernadero.

**Palabras Claves:** Balance energético, horticultura, invernadero, sensores.

## **Abstract**

*Energy is a very important production factor in greenhouse horticulture, mainly in cold climates. In recent years, farmers have been faced with rising energy prices and increasing climatological variations, which encourages investment in energy saving equipment. The challenge they face is to know the behavior of the greenhouse, that is to say that so much heat would be installed in cold seasons, or that quantity would have to be removed when the temperature is greater than the desired one. This work consists of monitoring with a data acquisition system which, through temperature and relative humidity sensors, shows the thermal and humidity behavior, thus visualizing that physical magnitude varies more rapidly over time. It was possible to define the sampling time for the variables involved so that in a next work they are entered into a computational algorithm in charge of realizing the energy balance in a greenhouse.*

**Keywords:** *Energy balance, greenhouse, horticulture, sensors.*

## **1. Introducción**

Actualmente México se encuentra en una etapa necesaria de transición energética debido a los altos índices de contaminantes emitidos al medio ambiente, el sector agropecuario del país aporta solo el 7 % de estos al medio ambiente, cifra que no es alarmante pero que sin duda interviene a la generación de contaminación, [Olivera, 2008]. Existen diversas propiedades que podemos aprovechar del ambiente como lo es la radiación proporcionada por el sol hacia el planeta, el aprovechamiento de esta energía es utilizada hoy en día en invernaderos que van desde pequeños y rústicos hasta otros de grandes dimensiones y con sistemas sofisticados de control y monitorización.

El uso de estos sistemas beneficia directamente a la producción de los agricultores. Aunque existen parámetros básicos como temperatura y humedad relativa para conocer qué tipo de sistema se deberá utilizar para un invernadero, no se realiza un análisis con más precisión para conocer el comportamiento de la ganancia energética hacia el invernadero, y conocer así la cantidad de calor necesaria para aportarle al invernadero en temporada invernal o simplemente al anochecer, así como conocer que cantidad de calor habrá que quitar a dicho invernadero, es decir, la refrigeración necesaria en el día o en temporadas de radiación mayor.

Los términos que intervienen en el balance energético de un invernadero se indican en forma de intensidad de energía. Según el Primer Principio de la Termodinámica, la energía ganada por el sistema se equilibra con la energía perdida por el mismo, [Valera, 2008].

$$R_n + \dot{Q}_{clima} = \dot{Q}_{cc} + \dot{Q}_{ren} + \dot{Q}_{evp} + \dot{Q}_{sus} \quad (1)$$

Donde:

- $R_n$  : Radiación neta (W)
- $\dot{Q}_{clima}$  : Calor de climatización (W)
- $\dot{Q}_{cc}$  : Calor perdido por conducción-convección (W)
- $\dot{Q}_{ren}$  : Calor sensible y latente perdido por la renovación del aire interior (W)
- $\dot{Q}_{evp}$  : Calor latente consumido por evapotranspiración de plantas y suelo (W)
- $\dot{Q}_{sus}$  : Calor perdido a través del suelo (W)

Para el cálculo del balance radiativo a nivel del invernadero se puede considerar que la radiación neta que calienta el invernadero es igual a la energía absorbida por la cubierta por el suelo y las plantas menos la radiación emitida por la cubierta, como se puede ver en la figura 1 [Swinbank, 1963] y ecuación 2.

$$R_n = S_s \cdot [I \cdot (\alpha + \tau \cdot \alpha_s)] + S_c \cdot \sigma \cdot \tau_{ter} \cdot [\varepsilon_{atm} \cdot T_{atm}^4 - \varepsilon_{ter} \cdot T_c^4] (W) \quad (2)$$

Donde:

- $S_s$  : Superficie captadora de radiación solar ( $m^2$ )
- $I$  : Radiación solar incidente ( $W/m^2$ )
- $\alpha$  : Coeficiente de absorción de la cubierta para la radiación solar

- $T$  : Coeficiente de transmisión del material de cubierta para la radiación solar  
 $\alpha_s$  : Coeficiente de absorción del suelo y las plantas  
 $S_c$  : Superficie del suelo cubierta ( $m^2$ )  
 $\Sigma$  : Constante de Stefan-Boltzman ( $5.67 \times 10^{-8} \text{ W/m}^2 \cdot \text{K}^4$ )  
 $T_{ter}$  : Coeficiente de transmisión del material de cubierta por radiación térmica  
 $\epsilon_{atm}$  : Emisividad de la atmosfera  
 $T_{atm}^4$  : Temperatura de emisión de energía de la atmósfera  
 $\epsilon_{ter}$  : Emisividad del material de cubierta para la radiación térmica  
 $T_c^4$  : Temperatura absoluta de la cubierta

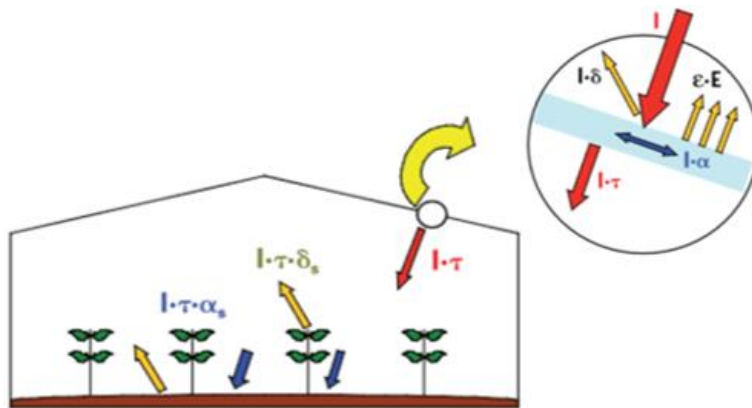


Figura 1 Balance de radiación en un invernadero.

En los intercambios energéticos por conducción-convección entre el interior del invernadero y el ambiente exterior, el calor que pasa por unidad de superficie de cubierta y por unidad de tiempo, puede expresarse mediante la ecuación 3, [Nijskens, 1984]:

$$\dot{Q}_{cc} = S_d \cdot K_{cc} \cdot (t_i - t_e) \quad (W) \quad (3)$$

Donde:

- $S_d$  : Superficie desarrollada de la cubierta del invernadero ( $m^2$ )  
 $K_{cc}$  : Coeficiente global de pérdidas de calor conducción-convección ( $\text{W/m}^2 \cdot ^\circ\text{C}$ )  
 $t_i$  : Temperatura en el interior del invernadero ( $^\circ\text{C}$ )  
 $t_e$  : Temperatura en el exterior del invernadero ( $^\circ\text{C}$ )

Para el cálculo del calor sensible y latente perdido por la renovación del aire interior puede calcularse con la ecuación 4, [Waldo, 2008].

$$\dot{Q}_{ren} = V_{inv} \cdot \frac{R}{3600} \cdot \rho \cdot [c_{pa} \cdot (t_i - t_e) + \lambda_0 \cdot (x_i - x_e) + c_{pv} \cdot (x_i \cdot t_i - x_e \cdot t_e)] (W) \quad (4)$$

Donde:

$V_{inv}$  : Volumen del invernadero ( $m^3$ )

$R$  : Tasa o índice de renovación de aire del invernadero ( $h^{-1}$ )

$P$  : Densidad del aire

$c_{pa}$  : Calor específico del aire (a  $0^\circ C$  es  $1,006.92540 J \cdot kg^{-1} \cdot K^{-1}$ )

$c_{pv}$  : Calor específico del vapor recalentado (a  $0^\circ C$  es  $1,875.6864 J/kg \cdot K$ )

$x_i, x_e$  : humedades absolutas interiores y exteriores, respectivamente

$\lambda_0$  : calor latente de vaporización ( $J \cdot kg^{-1}$ )

El calor absorbido por la evapotranspiración del cultivo se denota por la ecuación 5, [Marfa, 2000].

$$\dot{Q}_{evp} = \lambda_0 \cdot ET_c (W/m^2) \quad (5)$$

Donde  $ET_c$  es la evapotranspiración del cultivo.

Una parte de las pérdidas de calor en el invernadero, alrededor del 10 %, se producen a través del suelo. Su cálculo se realiza mediante ecuación 6 [Stocker, 1999].

$$\dot{Q}_{sue} = K_s \cdot S_c \frac{(t_i - t_s)}{p} (W) \quad (6)$$

El calor que es necesario suministrar mediante los sistemas de calefacción o que hay que eliminar del invernadero con los sistemas de refrigeración se deduce del balance de energía (ecuación 7).

$$\dot{Q}_{clima} = \dot{Q}_{cc} + \dot{Q}_{ren} + \dot{Q}_{evp} + \dot{Q}_{sue} - R_n (W) \quad (7)$$

## Red de sensores

La idea de una red de sensores surge gracias a las posibilidades que nos da la tecnología de crear una red de dispositivos de captura constante, que nos permita registrar y almacenar una determinada información, transmitir datos de un dispositivo a otro, y después retransmitir toda la información para almacenarla en una localización central. Teniendo siempre en cuenta que todo ello funcionara con un gasto de energía muy reducido.

Actualmente existe la posibilidad de seleccionar entre una red alámbrica a una inalámbrica dependiendo de distintos factores que nos ayuden a decidir la mejor opción. Uno de los factores más importantes son la distancia entre los sensores y la estación de monitoreo dependiendo de la superficie a supervisar. En un trabajo de aplicación de las WSN (*Wireless Sensor Network*), [Cama, 2013] realizo un sistema inalámbrico de monitorización para cultivos en invernadero en el que se mide humedad, temperatura, luz y el contenido volumétrico de agua en el suelo. La WSN envía los datos recolectados a un dispositivo embebido que almacena la información en una base de datos a fin de visualizar de forma gráfica y en tiempo real los valores obtenidos en los cultivos. El tiempo de muestreo utilizado fue de 5 minutos sin a ver experimentado previamente el comportamiento térmico y de humedad del invernadero investigado.

Una red de sensores independientemente de alámbricas o no, es un flexible y poderoso instrumento para poder monitorizar complejos sistemas, donde situar los sensores puede ser imposible de cualquier otra manera. El objetivo de la recolección de datos por los sensores en la supervisión, es la obtención de los datos teniendo como única limitación las características de los sensores, [Fernández, 2009].

En su investigación, [Morales, 2010] realizo un sistema encargado de monitorizar la temperatura en un invernadero mediante comunicación inalámbrica entre sensores y una computadora ubicada a 200 m. El diseño involucra el diseño y construcción de un circuito transceiver. En este trabajo el programa de cómputo fue desarrollado en LabVIEW y es capaz de establecer niveles de temperatura establecidos por el usuario así como el periodo de muestreo, sin embargo no se realizó un análisis previo para la determinación de este último parámetro además de no considerarse el efecto que tiene el cultivo en cuanto humedad y que es de vital importancia para el desarrollo de las plantas.

## **Sistemas Embebidos**

Los sistemas embebidos suelen tener en una de sus partes una computadora con características especiales conocida como microcontrolador que viene a ser el

cerebro del sistema. Este no es más que un microprocesador que incluye interfaces de entrada/salida en el mismo chip. Normalmente estos sistemas poseen una interfaz externa para efectuar un monitoreo del estado y hacer un diagnóstico del sistema. Las principales características de un sistema embebido son el bajo costo y consumo energético. Dado que muchos sistemas embebidos son concebidos para ser producidos en miles o millones de unidades, el costo por unidad es un aspecto importante a tener en cuenta en la etapa de diseño, [INFOTEC, 2017].

El uso de sistemas embebidos en sistemas de monitorización en invernaderos es cada vez más utilizado debido a que en ocasiones existe en ellos uso de hardware y software libre, ejemplo de ello es la tarjeta de desarrollo Arduino. En su trabajo [Barroso, 2015] realizó el control y la monitorización de un invernadero a través de una aplicación móvil. Utilizó la placa Arduino como tarjeta controladora del sistema y adquisidora de datos provenientes de los sensores seleccionados de humedad y temperatura así como un detector de gases peligrosos. El sistema es capaz de controlar niveles de temperatura y humedad relativa activando o desactivando un ventilador, sistema de iluminación, activación de un led que simula la irrigación del recinto y finalmente un zumbador piezoeléctrico que creaba una alarma acústica. Con el desarrollo de una aplicación móvil en Android el usuario puede visualizar la información del comportamiento dentro del invernadero así como realizar o no las activaciones correspondientes. Cabe mencionar que este trabajo se realizó a nivel escala en una maqueta. Este sistema resulta práctico debido al empleo de uso de hardware y software libre aunque en el ámbito real industrial deben tomarse en consideración parámetros previos para la implementación de un sistema de control.

## **2. Métodos**

Para poder realizar un cálculo de balance energético en un invernadero es necesario adquirir valores de comportamiento térmico entre el exterior y el interior del mismo, así como de la humedad relativa, teniendo estos valores variantes en el tiempo puede calcularse cada calor para posteriormente realizar el cálculo que

mostraría como es el comportamiento de dicho invernadero y saber así como calentarlo o refrigerarlo. Estas variables de temperatura y humedad relativa, así como las entradas y salidas del sistema pueden observarse en la figura 2.

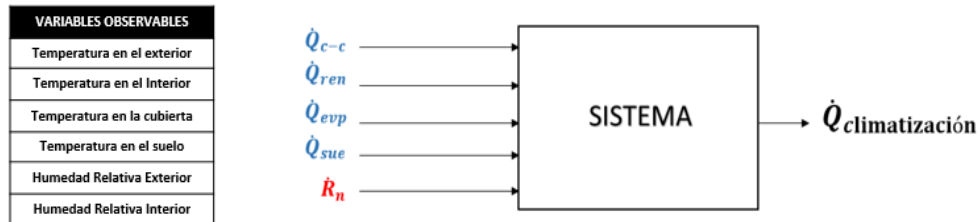


Figura 2 Dinámica del sistema.

Para poder establecer el tiempo de muestreo de cada variable es necesario visualizar que temperatura o humedad cambia más rápido, el tiempo en que esta tarde será el que se deberá establecer para las demás variables garantizando así que el programa capaz de realizar el balance tome las muestras necesarias en tiempo y forma.

La adquisición de datos de los sensores puede ser a través de una computadora embebida como se muestra en la figura 3, capaz de recibir las señales de estos, procesarlas y guardarlas para un tratamiento posterior. Raspberry Pi® es una computadora embebida de bajo costo y consumo energético la cual es capaz de realizar esta tarea.

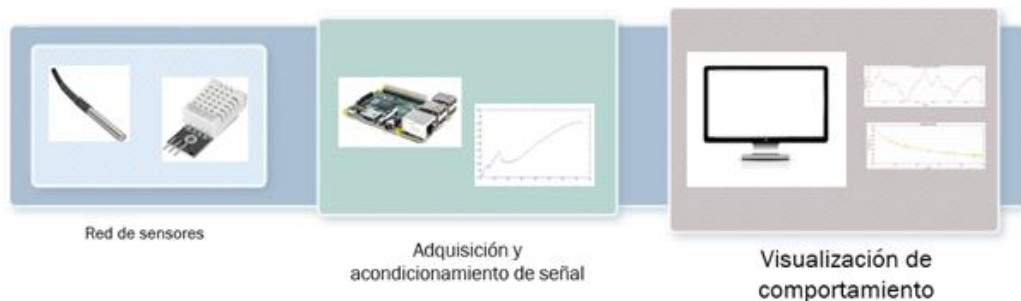


Figura 3 Adquisición de datos de variables ambientales.

Para la toma de temperatura se necesita un sensor capaz de tolerar las condiciones de humedad dentro del lugar así como de los sistemas de nebulización, es por eso que se empleó el sensor encapsulado DS18B20 de

Dallas Semiconductor el cual tiene una precisión de  $\pm 0.5$  °C y una resolución adaptable por el usuario de 9 a 12 bits.

Las muestras de humedad relativa interior y exterior del invernadero fueron adquiridas por el sensor DHT11 de Ausong Electronics Co el cual maneja una precisión de  $\pm 5$  %HR y una resolución de 16 bits.

Para la realización de este trabajo se cuenta con un invernadero de investigación (figura 4) ubicado en el km 36.5, en el municipio de Texcoco en el Estado de México, pertenece a la Sección de Investigación de Hidrociencias del Colegio de Postgraduados, Campus Montecillos con una situación: 19°27'59.60" N; 98°54'59.43" O, elevación de 2239 msnm, es un invernadero tipo venlo con cubierta en la superficie de policarbonato y en los laterales de polietileno térmico y con una superficie de 30 m de ancho por 35 m de largo.



Figura 4 Interior del invernadero.

### 3. Resultados

Se tomaron lecturas para ambas variables y poder establecer así cuál de estas cambia con mayor rapidez, obteniendo así las siguientes gráficas para cada diferente variable.

Colocando la sonda de temperatura a una distancia de 7 metros de la computadora embebida Raspberry Pi ® y tomando 4,500 muestras se obtuvo la gráfica de la figura 5.

Colocando la sonda de temperatura a una distancia de 27 metros de la computadora embebida Raspberry Pi ® y tomando 4,400 muestras se obtuvo gráfica de la figura 6.



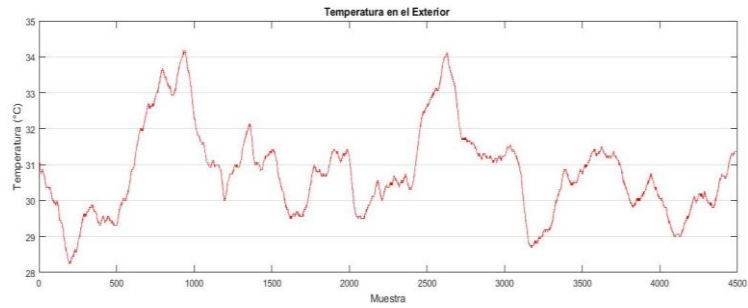


Figura 5 Temperatura vs Muestra al exterior del invernadero

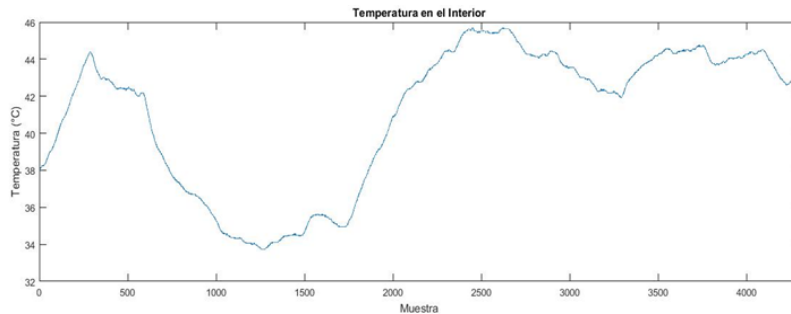


Figura 6 Temperatura vs Muestra en el interior del invernadero.

Ubicando la sonda de temperatura en la cubierta del invernadero y a una distancia de 15 metros de la computadora embebida Raspberry Pi ® y tomando 4,500 muestras se obtuvo la gráfica mostrada en figura 7.

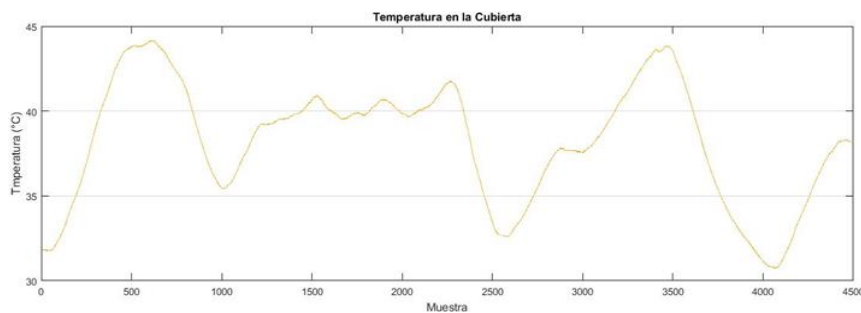


Figura 7 Temperatura vs Muestra en la cubierta del invernadero.

Para la toma de la temperatura en el suelo se realizó una excavación de 20 cm con respecto a la superficie, el sensor se ubicó a 27 m de la computadora embebida. Se tomaron 2,000 muestras y se obtuvo la gráfica mostrada en figura 8.

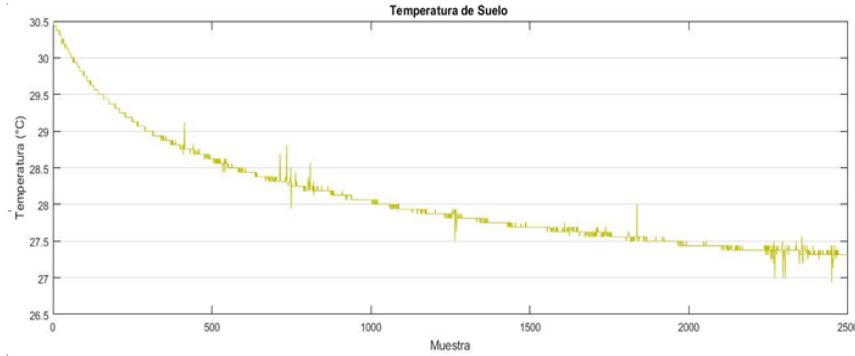


Figura 8 Temperatura vs Muestra en el suelo del invernadero.

El sensor de Humedad relativa en el exterior fue colocado a 7 m de la computadora embebida y a una altura sobre el suelo de 2.5 metros, se tomaron 1,500 muestras y se obtuvo la gráfica de la figura 9.

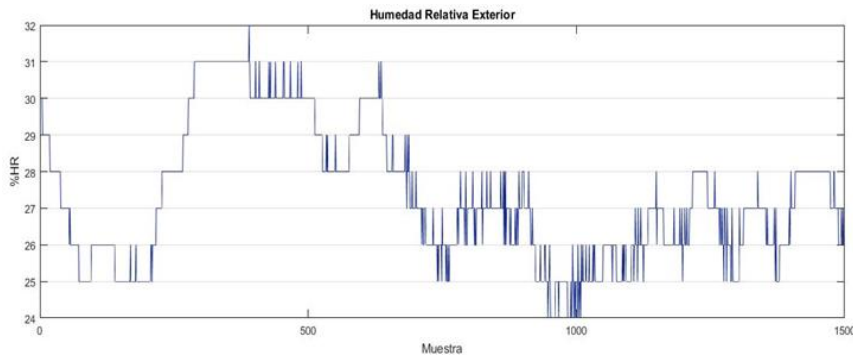


Figura 9 Humedad Relativa vs Muestra en el exterior del invernadero.

Finalmente, el sensor de Humedad relativa en el interior fue colocado a 25 m de la computadora embebida y a una altura sobre el suelo de 2.5 metros, se tomaron 1,500 muestras y se obtuvo la gráfica de la figura 10.

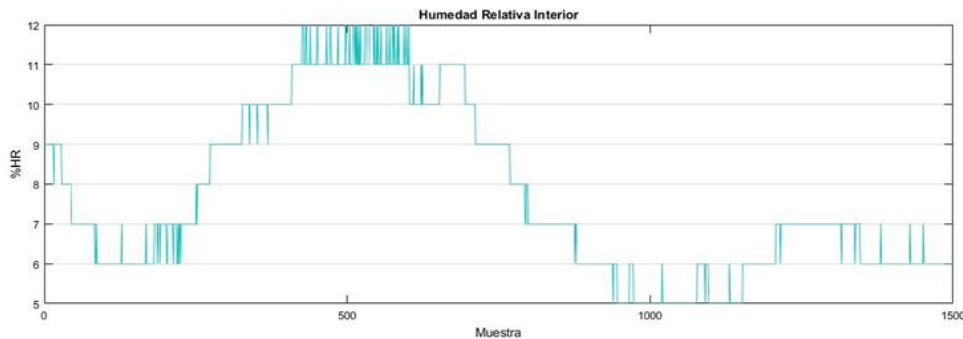


Figura 10 Humedad Relativa vs Muestra en el interior del invernadero.

## **4. Discusión**

El tiempo de muestreo para la toma de las temperaturas involucradas fue de 375 ms para notar que tan repentino era el cambio, sin embargo, se notó que no es necesario muestrear con un valor tan chico. Para la toma de las Humedades relativas el sensor usado muestra el valor tomado cada 2 segundos, sin embargo, al igual que el sensor de temperatura puede darse mayor tiempo para cada muestra ya que debido a variaciones de viento se altera la medición, pero esta vuelve a restablecerse.

Para implementar la red de sensores de humedad relativa se desea mayor exactitud en cuanto a porcentaje de humedad, por lo tanto y en base a lo obtenido se implementará una red con sensores de la misma familia DHT pero con serie 22, el cual ofrece una exactitud de 0 a 100 %HR.

## **5. Conclusiones**

En cada grafica logro visualizarse cómo se comporta cada variable, tanto de temperatura como humedad relativa, notando así que las que más varían con respecto al tiempo son la temperatura y la humedad relativa en el exterior del invernadero, esto debido a cambios bruscos de velocidad de viento o presencia de nubes. Puede notarse que, en la cubierta, así como en el interior del invernadero la temperatura se mantiene dentro de un rango sin alteraciones bruscas, debiendo tomar en cuenta que el recinto permanece cerrado en su puerta principal, ventilas cenitales y laterales permanecieron abiertas para circulación de aire.

Para la temperatura del suelo se apreció una disminución de temperatura, esto debido a que la toma de temperatura se realizó inmediatamente después de haber enterrado el sensor a la profundidad establecida, sin embargo, se nota que los valores convergen a un valor promedio de 27 °C, viendo así que se pierden alrededor de 10 °C entre el interior del invernadero y el suelo.

Se observó que la humedad relativa en el interior del invernadero no rebasaba el 12%, esto suena natural debido a que el invernadero no cuenta actualmente con la presencia de evapotranspiración de las plantas y el suelo, ni con la activación de nebulizadores.

La supervisión de variables ambientales de mayor consideración en un invernadero tales como; la temperatura y humedad relativa es posible gracias a una computadora embebida como lo es Raspberry Pi® que da solución de manera real para ser utilizada como un sistema de adquisición de datos de bajo costo y consumo energético.

El tiempo de muestreo para ambas variables; temperatura y humedad relativa exterior de acuerdo a lo experimentado tendrá que ser mayor a 2 s, el tiempo máximo se determinara en función del rango de temperatura y humedad relativa soportado u óptimo por el propio cultivo.

Una vez definido el periodo de muestreo para todas las variables de entrada al sistema como lo son; temperaturas en el exterior e interior, de la cubierta del invernadero y la del suelo, así como la humedad relativa exterior e interior, es posible en un trabajo próximo exportar estos datos a un algoritmo computacional capaz de realizar el cálculo correspondiente a balance energético.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Barroso G. A., Control y monitorización de un invernadero a través de una aplicación móvil. Madrid, España, 2015.
- [2] C. L. Waldo, L. P., Jean Estimating reference evapotranspiration (FAO 56 Penman Monteith) with limited climatic data in the Peruvian amazon-andes basin, *Revista Peruana Geoatmosferica*, Peru, 2008.
- [3] Cama P. A., Gil M. F, Gómez L. J., García C. A., Manzano A. F. Wireless surveillance system for greenhouse crops, 2013.
- [4] Diego L. Valera, Francisco D. Molina y Antonio J. Álvarez, Protocolo de eficiencia energetica. Instituto para la Diversificación y Ahorro de la Energía (IDAE), 2008.
- [5] Fernández R. M., Ordieres J, Martínez F. J. González A., Alba F., Redes inalámbricas de sensores, teoría y aplicación práctica, Universidad de la Rioja, 2009.
- [6] INFOTEC, SemanticWebBuilder, Sistemas Embebidos: Innovando hacia los sistemas inteligentes, Consultado el 25 de Marzo de 2017.

- [7] Olivera B, El primer paso para la eficiencia energetica en Mexico, 2008.
- [8] Marfa, O., Biel, C., Blanch, F. y Monero, J.I., Water consumption of a closed soilless culture of gerbera. Evapotranspiration of hortion. *Acta Horticulturae*, 2000.
- [9] Morales E. R., Inzunza E., López R. M., Cardoza L., García E. E., Olguín J. E., Sistema de supervisión de temperatura de un invernadero mediante una comunicación inalámbrica, Ensenada, Baja California, México, 2010.
- [10] Nijskens, J., Deltour, J., Nisen, A. y Coutisse, Engng Res., Of greenhouse materials. *Acta Horticulturae*, 1984.
- [11] Stöcker, H., Jundt, F. y Guillaume, G., *Toute la physique*. Dunod, Paris, Francia, 1999.
- [12] Swinbank, S.C., Long-wave radiation from clear skies. *J. Royal Meteorology Society*, 1963.

# **SENSOR CAPACITIVO DE ALERTA PARA IDENTIFICAR IMPUREZAS EN ACEITE DE MOTORES DIESEL**

***Hiram U. Luna López***

Universidad de Sonora

*luna.0444@gmail.com*

***Antonio Ramos Carrazco***

Universidad de Sonora

*antonio.ramos@unison.mx*

***María Elena Anaya Pérez***

Universidad de Sonora

*elena.anaya@unison.mx*

***Dainet Berman Mendoza***

Universidad de Sonora

*daiber@cifus.uson.mx*

## **Resumen**

El aceite lubricante, componente vital en máquinas rotatorias, al bajar su calidad se ve afectado el ciclo de vida del motor de sobremanera, y al no lubricarse, ese ciclo de vida es nulo. El presente proyecto pretende controlar un problema frecuente en la industria de transporte; la persistente contaminación del aceite. Para el adecuado mantenimiento, ahorro de energía y capital, se deben conocer las impurezas ligadas al aceite. Adicionalmente, el conocimiento del estado del lubricante y su futuro repuesto es importante para la prevención de fallas. Este trabajo exhibe los resultados del desarrollo de un sensor capacitivo para identificar las impurezas en aceite lubricante usado en motores diésel, presentando el comportamiento eléctrico del sensor expuesto al aceite y de los agentes externos tales como agua y glicol. Los experimentos consideran la temperatura y el volumen de impurezas en un aceite en estado puro y bajo contaminantes.

**Palabras Claves:** Capacitivo, lubricante, sensor.

## **Abstract**

*A vital component of rotary machines is the lubricating oil which quality significantly impacts on their life cycle. The present project aims to control a frequent problem in the transport industry; the persistent contamination of the oil and the lack of impurities detection on the motor lubricants. For proper maintenance, energy and capital savings, the impurities linked to the oil must be known. In addition, the status of the lubricant and its future replacement is important for failure prevention. This work presents the results of the development of a capacitive sensor to identify impurities in lubricating oil used in diesel engines, presenting the electric behavior of the sensor exposed to oil and external agents such as water and glycol. The experiments consider the temperature and the volume of impurities on both pure and contaminated oils.*

**Keywords:** *Capacitive, lubricant, sensor.*

## **1. Introducción**

Desde el descubrimiento de la fuerza de fricción y su asociación con el desgaste, las distintas ramas de la ingeniería han buscado su eliminación mediante el empleo de sustancias lubricantes. Con el transcurso de los años, los lubricantes han pasado por una evolución que es impulsada por la revolución en la ideología del mantenimiento, su gestión, y la ventaja competitiva que conlleva. Hoy en día estos materiales son utilizados por una gran variedad de maquinaria y herramientas, y su función va más allá de lubricar. Estos se fabrican con usos específicos en mente, como el de trasladar calor de una zona a otra, arrastrar impurezas, proteger de la corrosión, aislar eléctricamente o térmicamente, y hasta ayudar en procesos de manufactura, [CalRecycle, 2012]. Estos también están condicionados a factores ambientales como la temperatura de operación y la cantidad de partículas de polvo en el área de trabajo, [THK Co.Catalog No. 240E, 2005]. La fricción y el desgaste determinan el ciclo de vida de una máquina, así como su consumo de energía, por lo tanto, son muy importantes a considerarse durante la etapa de diseño. La tribología es una rama de la ciencia que se ha dedicado al estudio sobre el frotamiento de superficies en movimiento relativo,

[Mang, 2007], [Marketsandmarkets.com, 2016]. Los datos compilados de los análisis tribológicos dan una perspectiva del comportamiento mecánico y de composición química de los lubricantes, los cuales se pueden utilizar para su continua mejoría. Con solo aplicar los conocimientos de tribología a los procesos de lubricación, se ahorra un 0.4% en costos de energía, [Mang, 2007]. Esta área de estudio es relativamente nueva, que sería beneficiada por herramientas de medición que entreguen datos en tiempo real, es decir, mientras se llevan a cabo experimentos dinámicos sobre componentes.

Existe una gran gama de lubricantes, los cuales se pueden encontrar en estado líquido como aceites, semilíquido como lo son las grasas, o en estado sólido como el teflón. Cualquier mecanismo o maquina debe ser lubricada con el lubricante para el que fue diseñada. La variedad en lubricantes también es categorizada por el método de refinado o la base con la que fue hecha y sus aditivos, los cuales alargan la vida del aceite y le proporcionan propiedades anticorrosivas.

Los aceites para motores diésel o maquinaria industrial, son los lubricantes más importantes en el mundo contemporáneo. Su impacto sobre la economía es considerable por ser de los más utilizados en el planeta. Tienen una demanda mundial de 40 toneladas métricas anuales, [Noah, 2012], [Turner, 2003]. Este mercado se encuentra con un valor estimado de \$144.45 miles de millones de dólares (mmdd) y se pronostica que alcanzará \$166.59 mmdd en el 2021, [Marketsandmarkets.com, 2016]. En el sector de transporte e industrial, más del 60% de los aceites lubricantes son utilizados, [Kline, 2014], [Yimin, 2015]. De acuerdo al análisis de mercado, el desarrollo tecnológico en la automatización, mecanización, minado y construcción de infraestructura, se genera más demanda para el aceite sintético, ya que éste es fácil de obtener y da la mejor protección a los vehículos, [Noah, 2012].

Los fabricantes de aceites lubricantes para motores especifican que éste debe ser reemplazado según un periodo de tiempo que ellos determinan para el tipo de aceite y aplicación. Sin embargo, no existe una consideración en el modo de operación en el motor que puede dañar al aceite, como cambios repentinos en la velocidad o en la temperatura del motor, [Turner, 2003]. Los periodos de desgaste



se acumulan con el tiempo y pueden resultar en la falla repentina de la máquina. El intento de compensación de este error al anticipar el periodo de cambio del aceite incrementa el riesgo de desecharlo en condiciones aun operables. Lo que representa una gran pérdida económica para las empresas que lo utilizan en grandes cantidades.

Alrededor del 50% de los lubricantes terminan derramados, contaminando el medio ambiente debido a accidentes no controlados. Los aceites minerales y sintéticos son los más tóxicos y peligrosos para el medio ambiente. Por lo tanto, se busca cada vez más el proceso de reciclaje del aceite o también, la reducción de los elementos contaminantes de cloro, fósforo, azufre y metales que puedan estar presentes en este, [Madanhire, 2016]. El costo de dicho reciclado aumenta con la demanda, pero los beneficios yacen en la reducción de los costos de mantenimiento de la maquinaria.

El aceite lubricante no solo impacta el desempeño del motor, sino también su consumo de combustible. Las fricciones que ocurren en el mecanismo afectan directamente a la conservación de la energía utilizada. Existen estudios que demuestran que un aumento de 1% en el modificador de fricción y mejoramiento en el índice de viscosidad del aceite resultan en un mejoramiento de 2.33% en la economía del combustible, [Yimin, 2015]. En otro estudio, se encontró que una mejora en el sistema de filtración y en la reducción de contaminantes en un 98%, se obtiene un 5% de reducción en el consumo de combustible, [Barris, 1995]. Por lo tanto, es claro que cuando el lubricante se encuentra en buen estado se conserva más energía, y este hecho toma cada vez más importancia considerando los altos incrementos en el precio del combustible de hoy en día. Algunos métodos utilizados para identificar las impurezas del aceite, [Arellano, 2009] son:

- Análisis químicos (ASTM)
- Ferrografía directa
- Analizador Espectrográfico
- Análisis FTIR (Espectroscopía Infrarroja por Transformadas de Fourier)
- Método de Ramsbottom
- Prueba de oxidación

Los métodos antes mencionados se deben realizar bajo un determinado procedimiento que lleva su tiempo e incluye algunas mediciones para un análisis adecuado.

Debido a lo antes mencionado, una alternativa a considerarse ha sido el uso de sensores para monitorear las propiedades de los aceites lubricantes, en la búsqueda de la mejora de la toma de decisiones en el mantenimiento. Estos dispositivos aprovechan sus características para indicar electrónicamente el estado de un material, en particular el aceite lubricante [Schwartz, 1987]. En los últimos años, la industria ha invertido en prevenir las fallas prematuras monitoreando el aceite de forma periódica a lo largo de su uso continuo. Por lo tanto, el uso de estos transductores mejorará el proceso de reciclaje para las empresas, reduciendo los costos en el reciclado debido al control de impurezas en el aceite, ya que el proceso de re-refinado consumirá menos energía.

Para poder analizar a un lubricante es necesario conocer sus propiedades eléctricas y físicas, por medio de las cuales se pueda determinar su calidad de forma cualitativa. Según la literatura, existen dos opciones para el estudio de estos materiales primero, el análisis de muestras a través de un laboratorio especializado [Barraclough, 2006]. Segundo caso, la aplicación de sensores integrados en el sistema de lubricación y el mecanismo que lo contenga [Simon, 2003]. La primera técnica suele ser muy costosa y poco accesible para muchas empresas, mientras que la tecnología requerida para hacer mediciones y obtener resultados aceptables, es de inversión bastante baja. Lo anterior ha motivado al presente proyecto en el diseño e implementación de un sensor capacitivo, para producir una señal de alerta al detectar las impurezas en el aceite de motores diésel usando los parámetros de capacitancia y análisis de partículas contenidas como un coloide, aplicando un método de investigación experimental.

## **2. Métodos**

La figura 1 presenta el diagrama esquemático de un sensor de placas paralelas, diseñado con el software SolidWorks, y construido en el laboratorio utilizando cobre como material para las placas así como una imagen del prototipo físico

construido para el desarrollo de este trabajo. El sensor mide 3.8 cm con placas de 1.5 cm<sup>2</sup>, pesa 10 gramos y tiene un rango de operación de 1 a 4 pF. Esta estructura es usada para poder realizar lecturas de capacitancia en el lubricante a través del sistema ARDUINO.

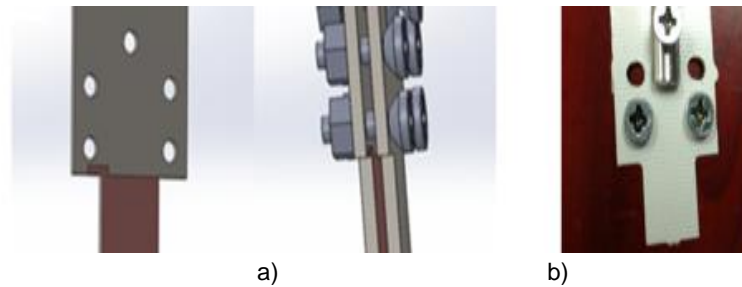


Figura 1 Sensor de placas paralelas capacitivo: a) Esquemás y b) Imagen real.

Para el desarrollo del sensor capacitivo, el modelo del capacitor de placas paralelas utiliza como dieléctrico el aceite en estudio. Según la teoría, el tamaño de las placas paralelas de un capacitor, la distancia entre ellas, y el dieléctrico son las variables más importantes, tal como se expresa en la ecuación 1.

$$C = \epsilon_0 \epsilon_a \frac{A}{L} = \epsilon_p \frac{A}{L} \quad (1)$$

Donde  $C$  es la capacitancia del capacitor,  $\epsilon_0$  es la constante dieléctrica en el vacío ( $\epsilon_0 \approx 8.854 \times 10^{-12} \text{ F}\cdot\text{m}^{-1}$ ),  $\epsilon_a$  es la constante dieléctrica del medio o de la sustancia entre las placas (para nuestro caso el aceite),  $\epsilon_p$  es el producto de  $\epsilon_0$  y  $\epsilon_a$ ,  $L$  es la distancia entre las placas y  $A$  es el área de la superficie de ellas mismas, [Giancoli, 2005]. De la relación anterior dependerá la capacitancia mínima que se podrá medir por lo que debe ser seleccionada adecuadamente.

El aceite (15w40 Raloy) utilizado en este experimento posee una constante dieléctrica relativa ( $\epsilon_a$ ), de 2.1 a 2.5 en un estado puro y es usualmente aplicado para la lubricación de motores diésel, [Carey, 1998], [Torrents, 2003]. Para caracterizar el sensor capacitivo, se usaron agua y glicol como contaminantes, los cuales cuentan con una constante dieléctrica relativa con niveles alrededor de 80 y 37, respectivamente, [List of dielectric constants, 2017]. Con el fin de simular las condiciones termodinámicas del ambiente del aceite, se utilizó un calefactor

térmico con agitación constante durante la caracterización del sensor. Una temperatura de 80 grados Celsius fue aplicada a un vaso precipitado que contenía al aceite en cuestión, tal y como se exhibe en la figura 2.

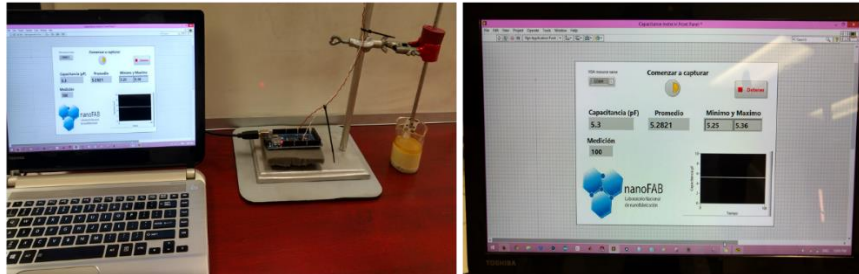


Figura 2 Arreglo experimental para inducir temperatura y agitación al aceite y sensor.

La figura 3 exhibe el diagrama esquemático del sensor capacitivo bajo condiciones de un lubricante puro y con presencia de contaminantes ( $\epsilon_c$ ).

La figura 4 presenta el diagrama esquemático del circuito de medición utilizando los capacitores  $C_A$  y  $C_P$ . El primer capacitor corresponde a la capacitancia producida por el sensor sumergido en el aceite, mientras que el elemento  $C_p$  es una capacitancia parásita producida en el sistema y que no es despreciable cuando  $C_A$  llega a alcanzar valores en el orden de picofaradios.

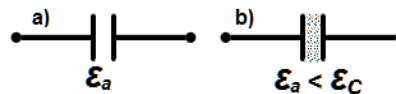


Figura 3 Capacitor experimentando una constante dieléctrica  $\epsilon_a$ .

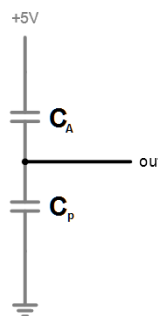


Figura 4 Circuito divisor de voltaje capacitivo.

Considerando que el valor mínimo de  $C_A$  está determinado por la relación  $A/L$ , se elige una relación apropiada para el divisor de voltaje entre  $C_A$  y  $C_p$ , que beneficie con una resolución satisfactoria. En este experimento se usó una relación de  $A/L = 10$  cm, la cual brinda valores de capacitancia dentro un rango de 1 pF a 100 pF, con bastante precisión. Considerando que la caída de voltaje generada por  $C_A$  está dada por la ecuación 2 y la suma de las caídas de voltaje generadas por los dos capacitores es igual a cero (ecuación 3), se puede obtener una expresión dinámica de estos voltajes en función de las capacitancias obtenidas, [Chaniotakis, 2006].

$$V_{out} = \frac{1}{C_A} \int_0^t i dt \quad (2)$$

$$V_{in} = \left( \frac{1}{C_A} + \frac{1}{C_p} \right) \int_0^t i dt \quad (3)$$

Relacionando las ecuaciones 2 y 3, se puede obtener una expresión para el voltaje de salida dependiente del voltaje de entrada, tal como se expresa en la ecuación **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia..** Con la apropiada calibración, la capacitancia parasita  $C_p$  del circuito puede ser despejada para cualquier valor conocido de referencia de  $C_A$  (ecuación **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia..** Además, con el valor obtenido de  $C_p$  se puede despejar un valor desconocido de  $C_A$  (ecuación **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**). Por lo tanto, para un circuito divisor de voltaje capacitivo, las ecuaciones 4, 5 y 6 son las más importantes para la programación y calibración del sensor.

$$V_{out} = \frac{V_{in} C_A}{C_p + C_A} \quad (4)$$

$$C_p = \frac{C_A (V_{in} - V_{out})}{V_{out}} \quad (5)$$

$$C_A = \frac{V_{out} C_p}{V_{in} - V_{out}} \quad (6)$$

### 3. Resultados

Los resultados del presente trabajo se dan de acuerdo a la caracterización de un sensor capacitivo. Para lo anterior, las lecturas se realizaron en mediciones de capacitancia y en condiciones de un lubricante puro y contaminado en forma controlada por impurezas. El método de medición utilizado fue basado en comunicación con ARDUINO. Es importante mencionar que la programación usada compensa la capacitancia parasita y caída de voltaje del sistema para calcular la capacitancia del objetivo.

La figura 5 presenta los resultados en distintas condiciones. Primero se midió la capacitancia del aceite libre de contaminantes a lo largo de distintas temperaturas (22 a 80 °C), para observar su comportamiento. Posteriormente, se realizaron lecturas para el aceite a temperatura de 80 °C, contaminado con 6 ml de agua y glicol (aproximadamente 9.7% del volumen total). Todas las mediciones del aceite contaminado produjeron niveles capacitivos por encima de los 2.5 pF. En comparación con las muestras de aceite contaminadas con agua y con el refrigerante, los niveles de capacitancia son significativamente menores, los cuales oscilan entre 2.5 y 2.8 pF. Estos resultados pueden asociarse con los diferentes niveles en sus constantes dieléctricas, la temperatura de medición y el volumen de impurezas que fluyen a través del sensor.

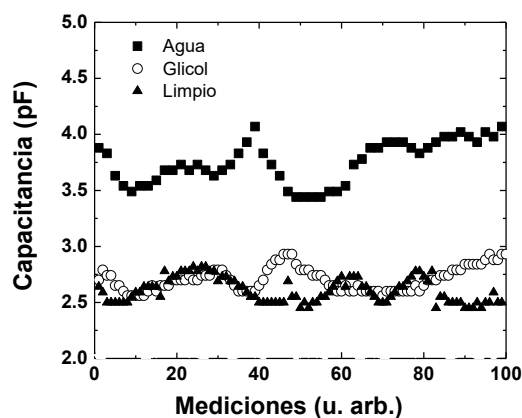


Figura 5 Captura de capacitancias, 100 mediciones a 80 °C (ensayo de repetitividad).

La figura 6 presenta los resultados para la contaminación del lubricante con agua de forma controlada. La grafica muestra el incremento de la capacitancia como

función del número de gotas introducidas en un recipiente de 65 ml de aceite. Por otro lado, la caracterización usando las mismas condiciones de medición y el contaminante de glicol, se exhibe en la figura 7. En comparación con el agua y el aceite contaminado con el refrigerante, presenta niveles de capacitancia menores, los cuales oscilan entre 2.5 y 2.8 pF. Estos resultados pueden asociarse con los diferentes niveles en sus constantes dieléctricas, la temperatura de medición y el volumen de impurezas que fluyen a través del sensor.

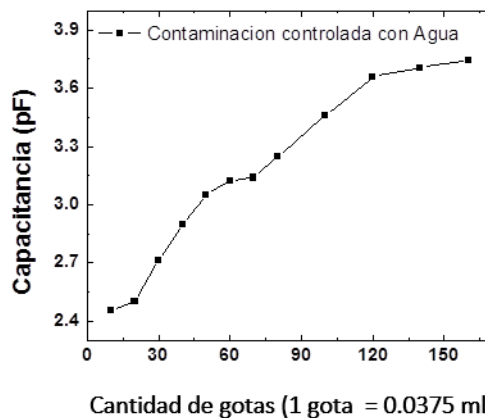


Figura 6 Capacitancia del sensor bajo contaminación de agua desionizada, (80 °C).

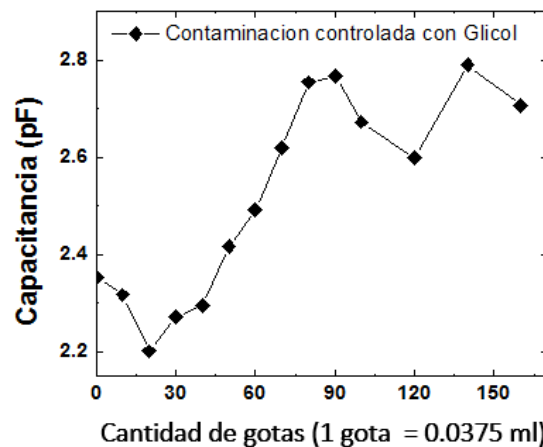


Figura 7 Capacitancia del sensor bajo condiciones de contaminación de glicol, (80 °C).

Estas mediciones se realizaron en constante agitación hasta alcanzar una cantidad de 160 gotas (6 ml) de agua. Es importante mencionar que esta caracterización se realizó usando las mismas condiciones de medición presentadas en la figura 5.

## 4. Discusión

Los resultados obtenidos en el presente trabajo se relacionarán con los efectos de capacitancia del sistema. En el sensor capacitivo, los resultados son consistentes de acuerdo con el modelo de placas paralelas y los reportes de la capacitancia del aceite en pruebas estandarizadas para empresas, [Torrents, 2003]. De acuerdo a la literatura, con señales de voltaje a frecuencias por debajo de los 100 Hz, se observa como la capacitancia incrementa con la temperatura, e incrementa aún más con el uso continuo, lo cual es comparable con los experimentos aquí presentados.

La figura 5 resume el comportamiento del sensor capacitivo para las condiciones de un lubricante puro y contaminado por agua y refrigerante. Los niveles superiores de picofaradios obtenidos en el H<sub>2</sub>O pueden asociarse al cambio de la constante dieléctrica que experimenta el dispositivo durante la medición. La agitación del lubricante y la adición de este agente impurificante puede verse reflejado de manera directa en la constante dieléctrica del medio ( $\epsilon_a$ ). En el caso del refrigerante, los niveles de capacitancia obtenidos son discernibles a partir de los 2 ml de glicol.

Para obtener un rango de detección, se realizó una serie de caracterizaciones variando la cantidad del contaminante de forma controlada. Como se observó en la figura 5 la linealidad de la respuesta al agua se presenta a partir de los 2.4 pF hasta 3.8 pF, tal como se presenta en la figura 6. En comparación con la figura 5, los niveles de capacitancia son producto de 100 mediciones con 6 ml de agua introducida al aceite a una temperatura de 80 °C. En las lecturas usando glicol, los valores de capacitancia se aproximan a los niveles obtenidos usando las condiciones de cantidad de gotas, temperatura y cantidad de mediciones de la figura 5. En un experimento más controlado, se obtuvo una respuesta lineal del dispositivo en un rango de 30 a 100 gotas del contaminante refrigerante, tal y como se observó en la figura 7. Cabe mencionar, que algunas oscilaciones fueron registradas fuera de este rango con cambios mínimos de capacitancia.

Además, es posible obtener lecturas de conductividad con el mismo sensor, considerando la relación entre la capacitancia y la propiedad de conductividad



eléctrica de un dieléctrico. La conductividad indica la habilidad para conducir una corriente eléctrica, [Knight, 1993]. Cuando se aplica un potencial eléctrico a las placas paralelas del sensor, se producirá una corriente a través del dieléctrico que equivale a una pérdida en la carga del capacitor. La corriente total que fluye a través de un capacitor es igual a la suma de la corriente que atraviesa el dieléctrico más la corriente inducida por la misma carga del capacitor, [Capacitance and conductance, 2017]. Entonces, si la conductividad del dieléctrico es muy grande, se le considera un conductor y el sensor no podrá mantener una carga. Por lo tanto, un capacitor puede ser modelado como una resistencia y un capacitor en paralelo, [Bhat, 2005], donde la resistencia es un limitante de la corriente que variará con los cambios en la conductividad del dieléctrico. Añadiendo una resistencia en serie, el sistema corresponde a un divisor de voltaje resistivo y se pueden utilizar las variaciones en resistencia del dieléctrico para determinar su conductividad a distintos grados de contaminación. Esto permitiría obtener un multisensor que mida distintas propiedades para corroborar los datos. Considerando una modificación en las dimensiones de las placas, se esperaría que al incrementarlas, esto tenga un efecto de incremento en la sensibilidad del arreglo experimental, pero esto se podrá comprobar hasta llevar a cabo un experimento bajo esas condiciones, por lo que es una actividad a considerar como trabajo futuro.

## **5. Conclusiones**

En el presente trabajo se exhiben los resultados obtenidos en un sensor capacitivo para la detección de impurezas en aceite lubricante de motores de diésel. El dispositivo diseñado prueba ser apto para discernir entre un aceite limpio y uno contaminado (agua y glicol, máximo 6 ml). Con los datos emanados se puede programar un gradiente de calidad para ser utilizado en campo. Esto beneficiaría a las empresas de transporte, reduciendo los costos de mantenimiento provocados por fallas repentinas.

Las principales ventajas de este sensor son su tamaño, detección de impurezas en tiempo real y costo mínimo por su construcción con materiales de reutilización.

Experimentos a futuro incluirán la caracterización de capacitancia para otras sustancias corrosivas. Adicionalmente se está trabajando en mediciones de conductividad usando la misma estructura del sensor capacitivo. Y por último realizar cambios en las dimensiones de las placas con la finalidad de verificar el efecto sensitivo del arreglo.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Arellano O., G. A. Implantación de Análisis de Aceite en Motores de Combustión Interna de Ciclo Diesel, Tesis de Grado. Escuela Superior Politécnica del Litoral, Guayaquil, Ecuador, 2009.
- [2] Barraclough T., Lukas M. and Anderson D. P. Comparison of wear and contaminant particle analysis techniques in an engine test cell run to failure, pp. 1-11, 2006.
- [3] Barris, M. A. Total Filtration TM: The Influence of Filter Selection on Engine Wear, Emissions, and Performance. SAE International , 1995.
- [4] Bhat, S. Salinity ( conductivity ) sensor based on parallel plate capacitors. p. 95, 2005.
- [5] CalRecycle and Klidge&Company. Lubricant Consumption and Used Oil Generation in California: A Segment Market Analysis. No. September, pp. 2000-2020, 2012.
- [6] Capacitance and conductance. Lecture 10. [Online]. Available: <http://jsa.ece.illinois.edu/ece329/notes/>. 26/05/2017.
- [7] Carey, A. A. The dielectric constant of lubrication oils. Comput. Syst. Inc., 1998.
- [8] Chaniotakis, M. and Cory, D. G. Capacitors and Inductors. Spring, pp. 1–19, 2006.
- [9] Giancoli, D. C. Physics: Principles with Applications. 6th ed., Pearson Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 2005.
- [10] Kline & Company. Overview of the European Lubricant Demand. 2014 Alicabte, Spain, 2014.
- [11] Knight, R. D. Physics for Scientists and Engineers a Modern Approach, 4th

- ed. San Luis Obispo. Pearson, 1993.
- [12] List of dielectric constants. [https://www.vega.com/home\\_ss/-/media/PDF-files/List\\_of\\_dielectric\\_constants\\_EN.ashx](https://www.vega.com/home_ss/-/media/PDF-files/List_of_dielectric_constants_EN.ashx) 25/05/2017.
- [13] Madanhire, I. and Mbohwa, Ch. Lubricant Additive Impacts on Human Health and the Environment. Chapter 2, Book Mitigating Environmental Impact of Petroleum Lubricants, pp. 17–34. Springer, 2016.
- [14] Mang, T. Lubricants and their Market. Pp. 1-6, 2007.
- [15] Marketsandmarkets.com. Lubricants Market by Type (Mineral Oil, Synthetic Lubricants, Bio-Based, and Greases), by Application (Transportation and Industrial Machinery & Equipment), and by Region (APAC, EU, NA, MEA, AND SA) - Global Forecast to 2021, 2016.
- [16] Noah, V. and Paolo, S. The Dynamics of the Global Lubricants Industry, 2012 to 2020. V International Symposium on Lubricants, Additives and Fluids. Sao Paulo, Brazil, 2012.
- [17] Schwartz, S. E. and Smolenski, D. J. Development of an automatic engine oil-change indicator system SAE Technical Paper 870403, doi:10.4271/870403, 1987.
- [18] Simon S. Wang Yingjie Lin, A new technique for detecting antifreeze in engine oil during early stage of leakage, Sensors and Actuators B: chemical, Vol. 96 157-164, 2003.
- [19] THK Co., LTD., LM Guide- Separate Type, Tpkyo, Japan, Catalog No. 240E, 2005.
- [20] Torrents Dolz, J. M. and Pallàs-Areny, R. Sensing oil condition through temperature coefficient of dielectric constant. XVII IMEKO World Congr., pp. 917–919, 2003.
- [21] Turner, J.D. and Austin, L. Electrical techniques for monitoring the condition of lubrication oil. Measurement Science and Technology, Vol. 14, No. 10, 2003.
- [22] Yimin, M. Experimental Research on the Impact of Lubricating Oils on Engine Friction and Vehicle Fuel Economy. No. IC3ME, pp. 1607–1612, 2015.

# IMPLEMENTACIÓN EN “HARDWARE IN THE LOOP” DEL SISTEMA CARRO-PÉNDULO INVERTIDO CON BASE EN EL MICROCONTROLADOR HERCULES RM57L843 DE TEXAS INSTRUMENTS

***Marcelino Martínez Aragón***

Universidad Tecnológica de la Mixteca  
*mtz.marcelino@gmail.com*

***Fermín Hugo Ramírez Leyva***

Universidad Tecnológica de la Mixteca  
*hugo@mixteco.utm.mx*

***José Anibal Arias Aguilar***

Universidad Tecnológica de la Mixteca  
*anibal@mixteco.utm.mx*

## **Resumen**

En este trabajo se presenta el desarrollo de un simulador “Hardware-In-the-Loop” (HIL) de un sistema carro-péndulo invertido con base en la tarjeta Hercules™ RM57Lx Launchpad de Texas Instruments. Para su implementación se obtiene el modelo dinámico del sistema con las ecuaciones de Euler-Lagrange, posteriormente se programa en el MCU, el cual lo ejecuta en tiempo real con un periodo de muestreo de 1 ms. Desde una interfaz gráfica en LabVIEW se capturan la respuesta del sistema además de que se pueden cambiar los parámetros del sistema. Para incrementar el realismo, en un entorno virtual Unity3D se hizo un modelo gráfico del sistema, en el cual se observan los movimientos del carro péndulo. Para verificar la correcta implementación del sistema se hace una comparación con una simulación desarrollada en Matlab/Simulink.

**Palabras Claves:** Carro-péndulo invertido, microcontrolador, simulador HIL, Unity3D.

## Abstract

*This paper presents the development of a "Hardware-In-the-Loop" (HIL) simulator of an inverted pendulum-cart system based on the Texas Instruments Hercules™ RM57Lx Launchpad. For its implementation, the dynamic model of the system is obtained with the Euler-Lagrange equations, later it is programmed in the MCU, which executes it in real time with a sample period of 1 ms. From a graphical interface in LabVIEW, the system response is captured and the system parameters can be changed. To increase the realism, in a virtual environment Unity3D was made a graphic model of the system, in which the movements of the pendulum car are observed. To verify the correct implementation of the system, a comparison is made between a simulation made with Matlab / Simulink.*

**Keywords:** *HIL simulator, microcontroller, pendulum-cart, Unity3D.*

## 1. Introducción

El trabajo en el laboratorio es indispensable en la formación de cualquier estudiante de ingeniería, sin esta experiencia es difícil que se comprenderían plenamente sus aplicaciones y limitaciones [Usenmez, 2014]. A pesar de sus virtudes, la formación de un laboratorio convencional tiene problemas tales como: espacio, costo, disponibilidad, límite de plantas, etc. Una solución a éstas es implementar controladores reales sobre hardware en interacción con modelos físicos simulados en tiempo real, que permitan dar una idea muy aproximada al comportamiento de un sistema [Martinez, 2013]. Este tipo de implementación es comúnmente llamada Hardware-In-The-Loop (HIL), un simulador HIL es una técnica de prueba que simula el comportamiento de entradas y salidas de un sistema físico que es conectada a un controlador en tiempo real [Washington, 2008]. Una de sus aplicaciones más importantes es simular sistemas que son difíciles de construir o bien su costo de fabricación es extremadamente alto [Kruckenberg, 2011], [Subramanian, 2012], [Brito, 2014]. Ésta técnica de simulación es ideal para sustituir a una planta real en un laboratorio.

Una simulación HIL requiere de hardware que se encargue de procesar las entradas, analógicas o digitales, ejecutar el algoritmo en tiempo real del modelo

que emula y generar las salidas. En el mercado existen diversas tecnologías que permiten realizar esta tarea como son la xPC target de mathworks [Romero, 2017] y dSPACE [Zhu, 2009], si bien son tarjetas especializadas para trabajar en tiempo real son altamente costosas. Actualmente se tiene en el mercado plataformas de desarrollo con microcontroladores de bajo costo, las que son muy rápidas y se pueden usar para la realización de sistemas HIL. Un dispositivo de este tipo es la tarjeta de evaluación Hercules Launchpad RM57L de la firma Texas Instruments.

El carro-péndulo es una de las plantas de laboratorio más utilizados para mostrar técnicas de control no lineal. Este sistema es la base para aplicaciones como el control de cohetes y control antisísmico de edificios [Fantoni, 2002]. Muchos sistemas robóticos se han diseñado con base en el péndulo invertido sobre ruedas tal como el Segway. Contar con una planta de este tipo es costoso y difícil de construir. Una alternativa es realizar este sistema en una plataforma HIL, el cual responde en tiempo real. Para incrementar su realismo se puede mostrar en un ambiente gráfico, los movimientos del mismo lo que mejora la experiencia del usuario. Algunos ambientes para el desarrollo ambientes gráficos virtuales es Unity3D y para el intercambio de información y configuración es el LabVIEW.

LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench), es un entorno de programación desarrollado por National Instruments en el cual se crean programas usando una notación gráfica (Lenguaje G). Es un programa interactivo diseñado específicamente para científicos e ingenieros que desarrollan sistemas de medidas y control. Puede tomar mediciones, adquirir y analizar datos y presentar resultados al usuario. Como LabVIEW tiene una interfaz gráfica muy fácil de manejar, se puede crear exactamente el tipo de instrumento virtual que se necesite [Travis, 2006].

Unity 3D es un software para desarrollar videojuegos, permite la creación de juegos en múltiples plataformas como son PlayStation, Xbox, PC, iOS, Android, etc. Los resultados que se obtienen se da un gran realismo y sin demasiadas complicaciones en su programación. Aun teniendo una versión gratuita del software, la calidad de los juegos que se puede desarrollar es excelente. Estas características convierten a Unity en una excelente opción para los

desarrolladores independientes y los estudios de videojuegos [Arrijoa, 2013]. Se pueden crear aplicaciones 3D en tiempo real y multimedia, algunos juegos famosos desarrollados en Unity son: Assassin's Creed Identity, Temple run y Angry Birds 2.

En este trabajo se muestra la implementación un simulador HIL del sistema carro-péndulo invertido de bajo costo, donde se prueba el comportamiento de la planta en lazo abierto. Para incrementar el realismo se desarrolló una interfaz gráfica en LabVIEW y Unity3D. En LabVIEW se mostrarán las gráficas de la posición y velocidad del péndulo y del carro, emulado en el Microcontrolador. En Unity se mostrará el movimiento animado de traslación y rotación del sistema carro-péndulo.

## 2. Métodos

En la figura 1 se muestra el diagrama a bloques utilizado para el simulador HIL del sistema carro-péndulo, el bloque de color azul representa la tarjeta de desarrollo Hercules Launchpad RM57Lx. Los bloques de color blanco son los módulos internos que se programaron en el microcontrolador, los bloques externos de color verde son los módulos con los que la tarjeta interactúa y compartirá datos a través del puerto serial. Los datos que se compartirán son la posición del péndulo y la posición del carro. El módulo *ADC* convierte el voltaje (de control) analógico a digital para su posterior uso en las ecuaciones. El bloque *Modelo dinámico* contiene el modelo en variables de estado donde la entrada de control es  $\mu$ . El bloque siguiente soluciona estas ecuaciones diferenciales mediante el método numérico de Euler obteniendo como salida  $x, \dot{x}, \theta, \dot{\theta}$  donde  $x$  y  $\dot{x}$  son la posición y velocidad del carro,  $\theta$  y  $\dot{\theta}$  son la posición y velocidad angular del péndulo. En el módulo *DAC(PWM)* se simula las salidas analógicas de las posiciones y velocidades, usando una señal PWM, estas señales pasan por un bloque de  *acondicionamiento de señales* para adaptar los voltajes de la tarjeta al controlador, de igual forma el controlador devuelve el voltaje de control y pasa por el bloque de  *acondicionamiento*. Finalmente, las posiciones y velocidades se

envían por el puerto serial a una interfaz gráfica en donde se muestra el movimiento del sistema carro-péndulo.

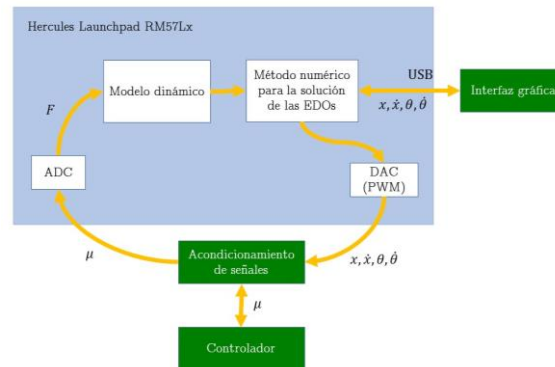


Figura 1 Diagrama a bloques general del simulador HIL.

### Modelo Dinámico

Un sistema carro-péndulo invertido consiste en un péndulo colocado sobre un carro, el péndulo oscila libremente sobre un eje y el carro se mueve a través de una banda a lo largo del eje  $x$ , esta banda lo mueve un motor de CD tal como se muestra en la figura 2. El objetivo de control es mantener al péndulo en una posición vertical superior.

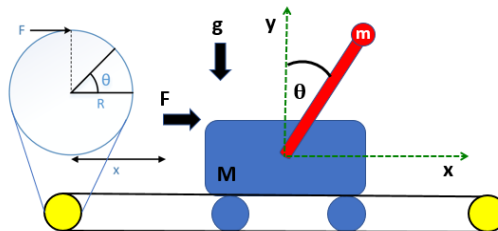


Figura 2 Sistema carro-péndulo.

Para poder simular al sistema o aplicar algunas técnicas de control, es necesario conocer el modelo dinámico del mismo. El modelo se obtiene partiendo del Lagrangiano ( $L = K - P$ ), donde  $K$  es la energía cinética y  $P$  es la energía potencial del sistema carro-péndulo. Tomando la energía cinética del carro más la del péndulo y restando la energía potencial, se obtiene la ecuación de Lagrange, ver ecuación 1.



$$L = \frac{1}{2}(M + m)\dot{x}^2 + m\dot{x}l \cos(\theta)\dot{\theta} + \frac{1}{2}(I + m)l^2\dot{\theta}^2 - mgl \cos(\theta) \quad (1)$$

En la figura 2 se muestran las fuerzas que actúan en el carro-péndulo considerando los parámetros de la tabla 1, estos datos fueron obtenidos de la hoja de datos de la empresa Feedback Instruments [Feedback Instruments].

Tabla 1 Parámetros del carro-péndulo.

Parámetro	Descripción	Valor	Unidades
$M$	Masa del carro.	1.12	$kg$
$m$	Masa del péndulo.	0.11	$kg$
$l$	Distancia de la articulación al centro de gravedad del péndulo.	0.3434	$m$
$I$	Momento de inercia del péndulo en relación con su centro de gravedad.	0.0136	$kgm^2$
$g$	Aceleración debida a la gravedad.	9.81	$m/s^2$
$x$	Distancia del centro de masa del carro respecto a su posición inicial.		$m$
$\theta$	Ángulo que forma el péndulo con respecto a la vertical.		$rad$
$F$	Fuerza aplicada sobre el carro		$N$
$F_p$	Fricción del péndulo	0.007	$Nms/rad$
$F_c$	Fricción del carro	0.05	$Ns/m$

La ecuación 2 y ecuación 3 son las ecuaciones de Euler-Lagrange. Donde  $x$  indica la posición del carro,  $\theta$  indica la posición del péndulo,  $D$  es la función de disipación de Rayleigh y  $F$  es la fuerza que produce el motor de DC para mover al carro.

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial L}{\partial \dot{x}} \right) - \frac{\partial L}{\partial x} + \frac{\partial D}{\partial \dot{x}} = F \quad (2)$$

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}} \right) - \frac{\partial L}{\partial \theta} + \frac{\partial D}{\partial \dot{\theta}} = 0 \quad (3)$$

Se obtienen las derivadas parciales de la ecuación 1 y se sustituye en las ecuaciones 2 y 3, obteniendo las ecuaciones no lineales que rigen el comportamiento del sistema.

$$(M + m)\ddot{x} + ml \left[ -\sin(\theta)\dot{\theta}^2 + \cos(\theta)\ddot{\theta} \right] + F_c \dot{x} = F \quad (4)$$

$$(ml^2 + I)\ddot{\theta} + ml[\ddot{x} \cos(\theta)] - mgl \sin(\theta) + F_p \dot{\theta} = 0 \quad (5)$$

Un motor de DC, es quien produce la fuerza (F) necesaria para mover al carro, por lo tanto, se acopla el modelo dinámico del motor en el modelo del carro-péndulo. La ecuación 6 y 7 son del modelo dinámico de un motor de DC.

$$L_a \frac{di_a}{dt} = u - R_a i_a - k\omega \quad (6)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = k i_a - B\omega - \tau_L \quad (7)$$

Los parámetros y variables del motor se describen en la tabla 2.

Tabla 2 Parámetros del motor de DC del sistema carro-péndulo.

Parámetro	Descripción	Valor	Unidades
$R_a$	Resistencia de armadura: Es el valor de la resistencia al paso de corriente de la carcasa del motor.	3.9	$\Omega$
$L_a$	Inductancia del circuito de armadura: Inductancia del embobinado que está dentro del rotor.	8.9E-3	$mH$
$K_e$	Constante eléctrica: Relaciona la velocidad angular de la flecha y el voltaje generado.	53.5E-3	$v_s/rad$
$K_m$	Constante mecánica: Relaciona la corriente eléctrica del circuito y el torque generado.	53.5E-3	$Nm/A$
$K$	Simboliza la igualdad entre $K_e = K_m$	53.5E-3	
$B$	Coefficiente de fricción viscosa rotacional: Representa la oposición al movimiento del motor.	50E-6	$Nms/rad$
$J$	Momento de inercia: Es la inercia rotacional asociada a la geometría del rotor.	0.11E-4	$kgm^2$
$i_a$	Corriente del circuito de armadura.		$mA$
$\omega$	Velocidad angular: Velocidad angular a la que gira el rotor.		$rad/s$
$\tau_L$	Par de carga constante desconocido.		$Nm$
$\mu$	Entrada de control: Es el voltaje que se aplica en las terminales del motor.		$V$
$R$	Radio del disco montado en el eje del motor	0.02616	$m$

Igualando ambas dinámicas, se obtiene la ecuación acoplada del sistema carro-péndulo invertido, ecuación 8.

$$\left[ \frac{J}{R^2} + (M+m) \right] \ddot{x} + \left[ \frac{k^2}{R^2 R_a} + \frac{B}{R^2} + F_c \right] \dot{x} + ml \left[ \ddot{\theta} \cos(\theta) - \dot{\theta}^2 \sin(\theta) \right] = \frac{k}{RR_a} u \quad (8)$$

Despejando  $\ddot{\theta}$  y  $\ddot{x}$  de la ecuación 5 y ecuación 8 se obtiene ecuaciones 9 y 10.

$$\ddot{\theta} = -\frac{F_p}{\beta} \dot{\theta} - \frac{a_3^2}{a_1 \beta} \dot{\theta}^2 \sin(\theta) \cos(\theta) + \frac{a_5}{\beta} \sin(\theta) + \frac{a_2 a_3}{a_1 \beta} \cos(\theta) \dot{x} - \frac{a_3 b_1}{a_1 \beta} \cos(\theta) * u \quad (9)$$

$$\ddot{x} = -\frac{a_2}{a_1} \dot{x} - \frac{a_3}{a_1} \left[ \ddot{\theta} \cos(\theta) - \dot{\theta}^2 \sin(\theta) \right] + \frac{b_1}{a_1} u \quad (10)$$

Donde

$$\beta = a_4 - \frac{a_3^2}{a_1} \cos^2(\theta), a_1 = \left[ \frac{J}{R^2} + (M+m) \right], a_2 = \left[ \frac{k^2}{R^2 R_a} + \frac{B}{R^2} + F_c \right], a_3 = ml, a_4 = ml^2 + I,$$

$$a_5 = mgl \text{ y } b_1 = \frac{k}{RR_a}.$$

El modelo dinámico se representa en variables de estado, ver ecuación 11, tomando como referencia:  $x_1 = x$ -posición del carro,  $x_2 = \dot{x}$ -velocidad del carro,  $x_3 = \theta$ -posición angular del péndulo,  $x_4 = \dot{\theta}$ -velocidad angular del péndulo.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -\frac{a_2}{a_1} x_2 - \frac{a_3}{a_1} * \left[ \left( -\frac{F_p}{\beta} x_4 - \frac{a_3^2}{a_1 \beta} x_4^2 \sin(x_3) \cos(x_3) + \frac{a_5}{\beta} \sin(x_3) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \frac{a_2 a_3}{a_1 \beta} \cos(x_3) x_2 - \frac{a_3 b_1}{a_1 \beta} \cos(x_3) * u \right) \cos(x_3) - x_4^2 \sin(x_3) \right] + \frac{b_1}{a_1} u \\ \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= -\frac{F_p}{\beta} x_4 - \frac{a_3^2}{a_1 \beta} x_4^2 \sin(x_3) \cos(x_3) + \frac{a_5}{\beta} \sin(x_3) + \frac{a_2 a_3}{a_1 \beta} \cos(x_3) x_2 - \\ &\quad \frac{a_3 b_1}{a_1 \beta} \cos(x_3) u \end{aligned} \quad (11)$$

### Programación de la Tarjeta Hercules RM57L

El kit de desarrollo Hercules™ RM57Lx Launchpad™ de Texas Instruments se basa en el microcontrolador RM57L843 de 32 bits, integra dos CPU ARM Cortex-

R5F de punto flotante, operando en tiempo real, el cual ofrece una velocidad de 1.66 DMIPS/MHz y una frecuencia de operación de hasta 330 MHz. El dispositivo tiene 4 MB de flash, 512 kB de RAM de datos, dos módulos convertidores analógico digital de 12 bits, siete módulos mejorados ePWM, Interfaces múltiples de comunicación (Ethernet, CAN, MibSPI, UART), entre otras [Texas Instruments, 2017]. Por lo cual es capaz de resolver el modelo dinámico del carro péndulo en 1 ms. Para que el simulador HIL funcione correctamente, la transmisión ejecución del modelo dinámico debe ser en tiempo real. La comunicación entre el Hércules y la interfaz gráfica o el Unity no tienen este requerimiento y pueden funcionar como sniffer.

Un sistema en tiempo real es capaz de realizar varias operaciones simultaneas al mismo tiempo. Usualmente en el uso de microcontroladores, la ejecución en paralelo se consigue como la sucesión rápida de actividades secuenciales. Se cuenta con varias técnicas para ejecutar tareas en paralelo, una de ellas es mediante interrupciones, con base a ésta se pueden comunicar los módulos de la tarjeta, mediante banderas (flags), variables, contadores (timers).

En la figura 3 se muestran las variables de entrada y salidas que emula la tarjeta Hercules RM57Lx. El microcontrolador recibe la señal de control, que en este caso es el voltaje del motor de CD y en función de ésta resuelve el modelo dinámico para obtener las posiciones y velocidades del carro y del péndulo, ambas posiciones son enviadas a una interfaz gráfica, donde muestra los movimientos del carro-péndulo como historial o los movimientos en la interfaz de Unity. Si la entrada de control es cero, el modelo se resuelve a partir de las condiciones iniciales.



Figura 3 Entradas y salidas del simulador HIL.

Para aproximar la solución del sistema de ecuaciones diferenciales del modelo dinámico, se utiliza el método numérico de Euler. Para lo cual se discretiza el sistema de ecuaciones obtenidos en ecuación 11, obteniendo en la ecuación 12 el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{aligned}x1k &= x1a + h * x2a \\x2k &= x2a + h * (-(a2 / a1) * x2a - (a3 / a1) * x4k * \cos(x3a) + (a3 / a1) * \\&\quad x4a^2 * \sin(x3a) + (b1 / a1) * u) \\x3k &= x3a + h * x4a \\x4k &= x4a + h * (-(Fp / \beta) * x4a - (a3^2 / (a1 * \beta)) * x4a^2 * \sin(x3a) * \\&\quad \cos(x3a) + ((a5 * \sin(x3a)) / \beta) + ((a2 * a3) / (a1 * \beta)) * \cos(x3a) * x2a - \\&\quad ((a3 * b1) / (a1 * \beta)) * \cos(x3a) * u); \end{aligned} \tag{12}$$

Donde  $a1, a2, a3, a4, a5, b1$  y  $\beta$  son constantes.  $x1k, x2k, x3k, x4k$  son las variables actuales por calcular, son las variables anteriores calculadas, las condiciones iniciales de estas variables son 0.  $u$  es la entrada de control,  $x1k$  es la posición del carro,  $x2k$  velocidad del carro,  $x3k$  es la posición angular del péndulo,  $x4k$  es la velocidad angular del péndulo.

Estas ecuaciones se programaron en la tarjeta Hercules RM57Lx, se usó una interrupción del contador, de tal manera que cada 1 ms se produzca una interrupción. El MCU resuelve el sistema de ecuaciones con la que calcula la posición del carro y la posición del péndulo. Fuera de la interrupción por puerto serie envía estos datos a LabVIEW o a Unity3D. En el diagrama de bloques de la figura 4 se muestra este proceso de interrupción.

Como se observa en la figura 3, la tarjeta de desarrollo recibe una señal de control, esta señal es un voltaje analógico que proviene de un controlador externo. Es necesario convertir esta señal analógica a digital para poder procesarla junto al modelo dinámico del sistema carro-péndulo, entonces se utiliza el módulo mejorado ADC de la tarjeta para llevar a cabo este proceso.

### Interfaz Gráfica en LabVIEW

Para visualizar el comportamiento de las posiciones del sistema, configurar los parámetros, verificar el funcionamiento de control, se desarrolló un panel virtual en

LabVIEW. El programa realizado activa el puerto de comunicación, envía un carácter a la tarjeta y hasta entonces recibe la posición del péndulo, la posición del carro y el voltaje de control, estos en una cadena de datos separados por una coma, los separa y grafica para finalmente cerrar el puerto de comunicación serial. Si se presiona el botón de 'enviar parámetros' LabVIEW envía una cadena de datos separados por punto y coma a la tarjeta de desarrollo.

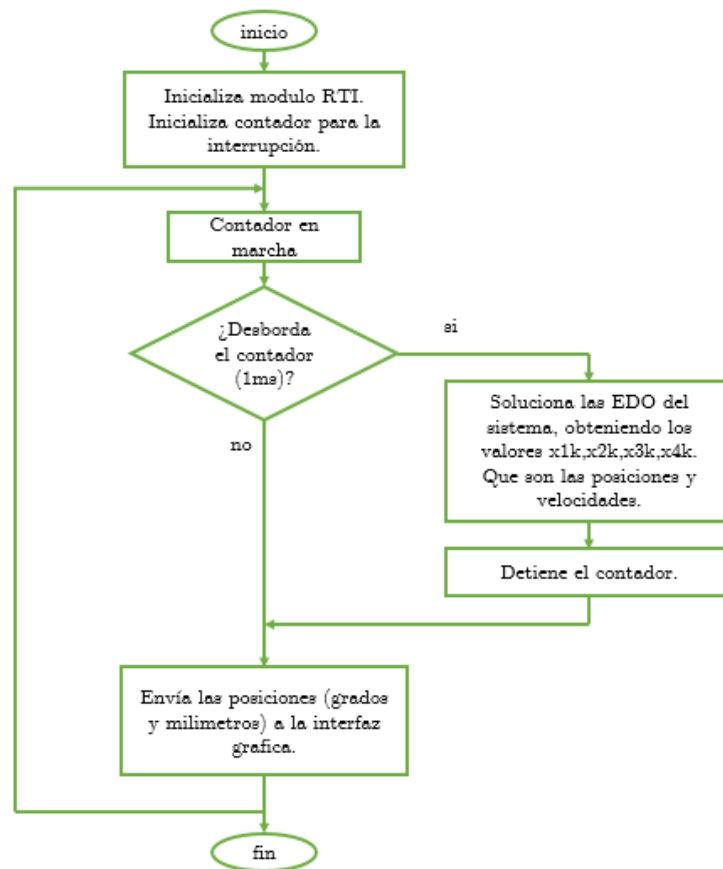


Figura 4 Diagrama de flujo del manejo de interrupción.

En la figura 5 se muestra la interfaz gráfica elaborada en LabVIEW, consta de tres paneles: Graficas: en este panel se muestra en indicadores numéricos el voltaje de control (V), la posición del péndulo (grados) y la posición del carro (cm). Tiene dos subpaneles para mostrar las gráficas, la de la izquierda muestra la posición del péndulo en tiempo real y la gráfica derecha muestra la misma posición desde el tiempo inicial hasta que se finalice la simulación.

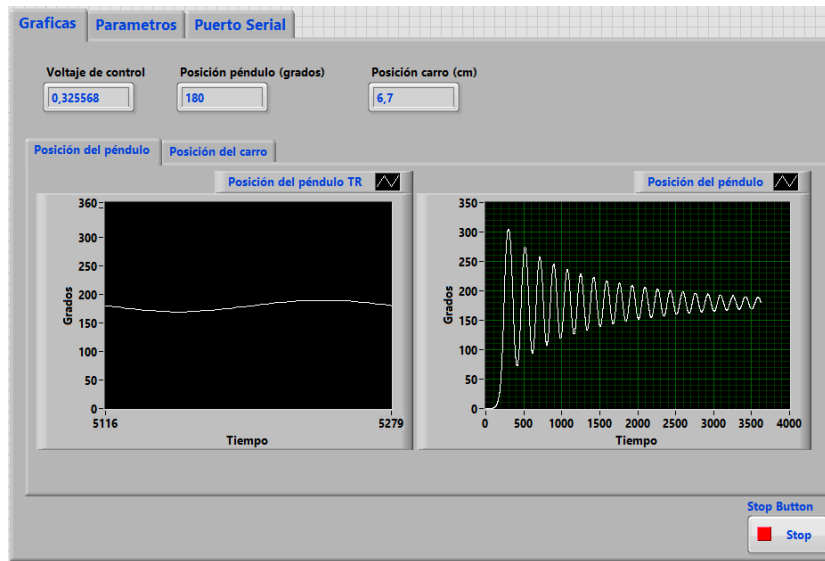


Figura 5 Interfaz gráfica desarrollada en LabVIEW.

Parámetros: en este panel se muestran los parámetros del sistema carro-péndulo de acuerdo con la tabla 1 y tabla 2. En este subpanel se puede modificar algún parámetro, dando clic en enviar, figura 6, se envían los parámetros a la tarjeta Hercules, estos datos se actualizan en tiempo de ejecución y el simulador HIL calcula las variables de salida en función de los nuevos parámetros.

Puerto serial: en este panel se configura el puerto de comunicación serial, la velocidad de transmisión de datos, bits de parada, etc.

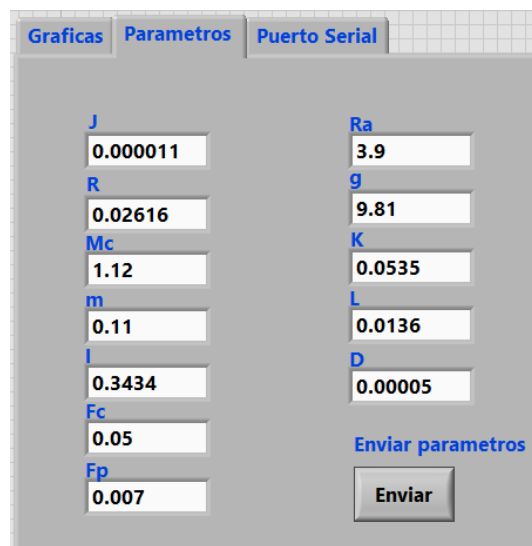


Figura 6 Parámetros modificables del carro-péndulo.

### Interfaz Gráfica en Unity3D

Para darle un mayor realismo y sobre todo que el usuario se aliente a profundizar en el ámbito de control, se desarrolló un entorno grafico en el motor de juegos Unity3D. EL microcontrolador envía los valores de las posiciones, el entorno grafico en cada iteración posiciona el carro y el péndulo en función de estos datos, dando como resultado la animación de rotación y traslación, en la figura 7 se observa el diseño del sistema carro-péndulo.

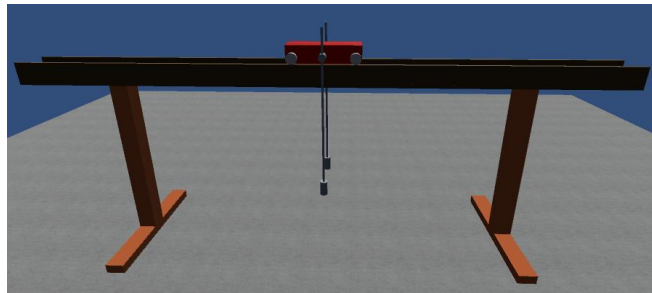


Figura 7 Carro-péndulo diseñado en Unity3D.

### 3. Resultados

Para verificar el desempeño del simulador, se diseña el modelo dinámico en MATLAB/Simulink como lo muestra la figura 8, con la finalidad de comparar la posición del péndulo que entrega Simulink y la que entrega el simulador HIL.

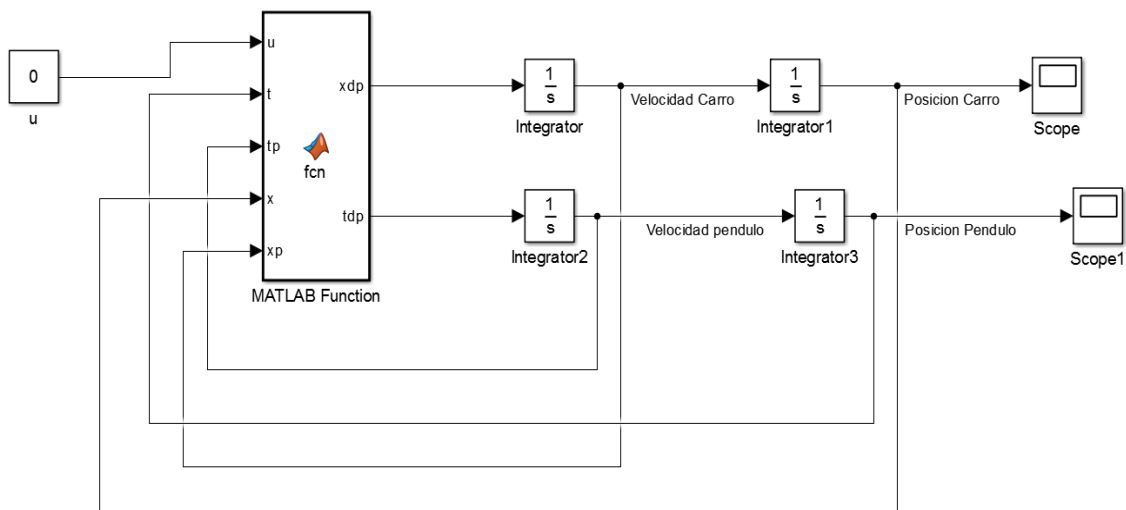


Figura 8 Modelo dinámico desarrollado en MATLAB/Simulink.



Se configuró Simulink para que solucione las ecuaciones diferenciales con el método de Euler con un tiempo de muestreo de 10 ms. De igual forma se aplicaron estas restricciones al programar la tarjeta de desarrollo.

Físicamente si un péndulo con fricción se deja caer desde la vertical superior, oscilará bajo la acción gravitatoria y se detendrá en algún momento, con base a esta afirmación, a la entrada de control del modelo se le asignó el valor de cero ( $u=0$ ) como lo muestra el bloque de la figura 8. El resultado se muestra en la figura 9, se observa la señal de posición del péndulo, esta grafica indica que inicialmente se suelta el péndulo desde la posición vertical superior (0 grados) esta comienza a oscilar y en el transcurso del tiempo se va acercando (deteniendo) hasta alcanzar el valor 180 grados.

Se puede observar que las salidas son muy semejantes, a cómo avanza el tiempo, la señal del simulador HIL tiene un pequeño error en amplitud lo que atrasa la convergencia a 180 grados.

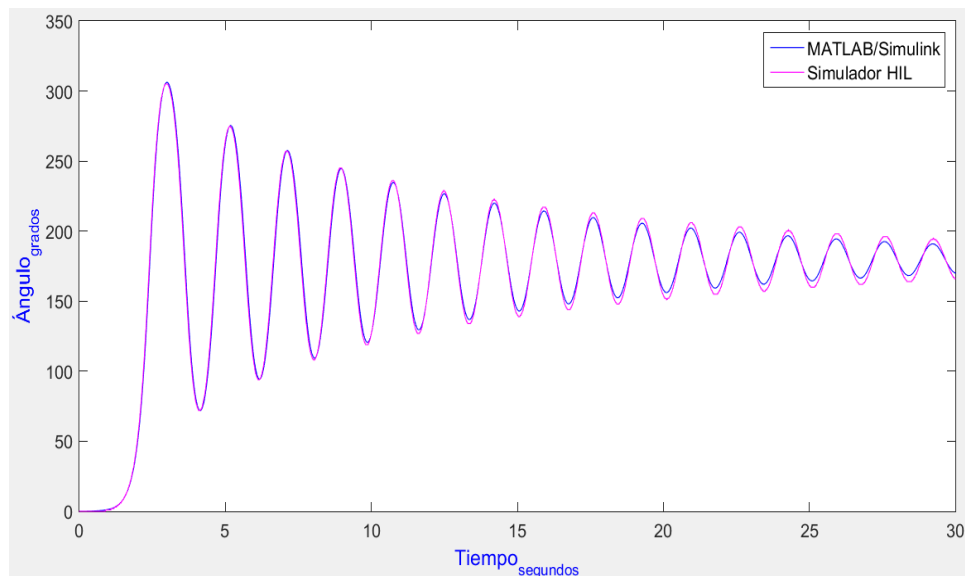


Figura 9 Grafica comparativa con un periodo de 10 ms.

Se realizó una segunda comparación, pero en esta vez con un tiempo de muestreo de 1 ms. En la figura 10 se muestra la comparación de señales, tienen más semejanza que la gráfica anterior, además el tiempo que tarda en converger a 180 grados, es menor.

En la figura 11, se muestra el simulador HIL embebido en la tarjeta de desarrollo Hercules Launchpad RM57Lx enviando datos a la interfaz gráfica diseñada en Unity.

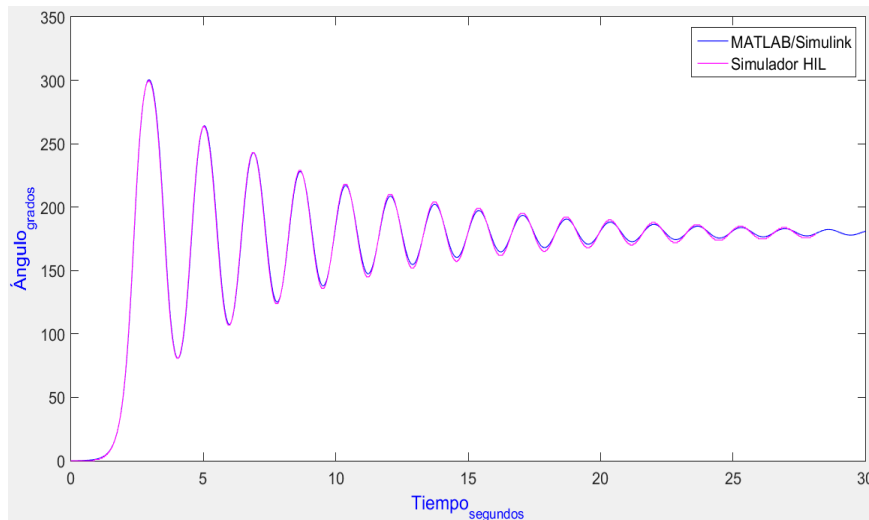


Figura 10 Grafica comparativa con un periodo de 1 ms.

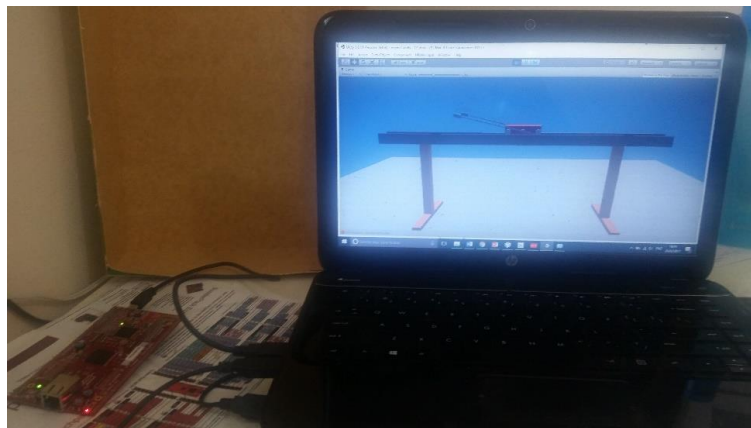


Figura 11 Simulador HIL con Unity en tiempo de ejecución.

#### 4. Discusión

En las gráficas comparativas obtenidas con 10 ms y 1 ms son muy semejantes, significa que los resultados de los cálculos de senos, cosenos, sumas y divisiones realizadas por Matlab/Simulink y el microcontrolador son muy cercanas y en ocasiones iguales, en Matlab/Simulink estas operaciones no son problema puesto que el software corre en un procesador AMD A6, en el microcontrolador una

frecuencia de operación de 330 MHz y debido a la unidad doble de punto flotante, los cálculos tienen mayor precisión y velocidad.

## 5. Conclusiones

Se desarrolló un simulador HIL del sistema carro-péndulo con una interfaz gráfica desarrollada en LabVIEW y Unity3D, se probó de manera satisfactoria el funcionamiento en lazo abierto del sistema, dando mejores resultados al configurar el tiempo de muestreo en 1 ms.

Un aporte importante es el desarrollo de la simulación del sistema en tiempo real sobre la tarjeta Hercules Lacunhpad RM57Lx, se aprovecha la capacidad de este procesador que es de muy bajo costo a diferencia de hardware especializado pero costoso.

Al desarrollar el entorno virtual en Unity3D da un mejor realismo al simulador puesto que el diseño es en 3D, además permite explorar todo el escenario, se puede dar un giro de 360 grados visualizando cada detalle del carro-péndulo, con ello se logra que el usuario o alumno tenga mayor interés en el área de control.

Como trabajo a futuro, se propone realizar toda la interfaz en Unity3D o bien que LabVIEW transmita los datos a través del protocolo TCP/IP a Unity para que el simulador sea más funcional.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Arrioja, N. Unity, Fox Andina. Buenos Aires, 2013.
- [2] Brito, M. A. & Gonzalez, S. A. R., Simulación en tiempo real del campo magnético terrestre para una misión orbital. pp. 322–327, 2014.
- [3] Fantoni, I., Lozano, R. & Sinha, S., Non-linear Control for Underactuated Mechanical Systems. vol. 55. no. 4. Londres: Springer, 2002.
- [4] Feedback Instruments, Digital Pendulum System. vol. 44. no. 1160. FI Ltd, England. pp. 18.
- [5] Martinez, J. C. & Andrade, J., Implementación de controladores en Sistemas Retroalimentados usando electrónica embebida y simulación Hardware In The Loop. Universidad Tecnológica de Pereira. Pereira, 2013.

- [6] Kruckenberg, J., *Fault Diagnosis and Hardware in the Loop Simulation for the EcoCAR Project*. Ohio State University, 2011.
- [7] Romero, J., Rodríguez, E. & Bernal, E., *Desarrollo de una planta piloto basada en xpc target*. *Rev. Ingeniería, Matemáticas y Ciencias de la Información*. vol. 4. pp. 35–46, 2017.
- [8] Subramanian, S., George, T. & Thondiyath, A., *Hardware-in-The-Loop verification for 3D obstacle avoidance algorithm of an underactuated flat-fish type AUV*. 2012 IEEE Int. Conf. Robot. Biomimetics. ROBIO 2012 - Conf. Dig. pp. 545–550, 2012.
- [9] Texas Instruments, *Hercules RM57Lx LaunchPad Development Kit*. 2016. [Online]. Available: <http://www.ti.com/tool/LAUNCHXL2-RM57L>, Accessed: 02-May-2017.
- [10] Travis, J. & Kring, J., *LabVIEW For Everyone: Graphical Programming Made Easy and Fun*. 3rd ed. Prentice Hall, 2006.
- [11] Usenmez, S., Yaman, U., Dolen, M. & Koku, A. B., *A new hardware-in-the-loop simulator for control engineering education*. IEEE Glob. Eng. Educ. Conf. EDUCON, pp. 1–8, 2014.
- [12] Washington, C. & Delgado, S., *Improve Design Efficiency and Test Capabilities with HIL Simulation*. IEEE Autotestcon. no. September, pp. 8–11, 2008.
- [13] Zhu, Y., Hu, H., Xu, G. & Zhao, Z., *Hardware-in-the-Loop Simulation of Pure Electric Vehicle Control System*. Int. Asia Conf. Informatics Control. Autom. Robot. pp. 254–258, 2009.

# DIGITAPRENDE: UNA APLICACIÓN PARA LA ALFABETIZACIÓN DIGITAL DE ADULTOS MAYORES

***Daniel Martínez Espino***

Universidad Autónoma Metropolitana Cuajimalpa

*damaes83@gmail.com*

***Alba Rocío Núñez Reyes***

Universidad Autónoma Metropolitana Cuajimalpa

*ar.nunezreyes@gmail.com*

***Rocío Abascal Mena***

Universidad Autónoma Metropolitana Cuajimalpa

*mabascal@correo.cua.uam.mx*

## **Resumen**

La tecnología ha dejado de ser un accesorio para convertirse en una herramienta indispensable en muchas de nuestras actividades diarias. Sin embargo, todavía hay personas incapaces de utilizar un teléfono inteligente, la computadora o una tableta. Anteriormente, se consideraban analfabetos a los que no sabían leer ni escribir, hoy en día la misma definición se ha acuñado para aquellos que no saben cómo utilizar dispositivos electrónicos. Los avances en la tecnología han superado la capacidad de aprendizaje de varias generaciones, creando una brecha entre padres e hijos. ¿Cómo podríamos integrar a las personas de edad avanzada a este cambio? Este artículo presenta una ruta opcional para enseñar a las personas mayores a utilizar herramientas digitales a través de una experiencia útil, intuitiva y enriquecedora.

**Palabras Claves:** Analfabetismo tecnológico, aprender a aprender, dispositivo tecnológico, edad adulta, educación.

## **Abstract**

*Technology is no longer an accessory, it has become an indispensable tool in many of our daily activities. However, there are people unable to use a*

*smartphone, computer or tablet. Previously, those who did not know how to read or write were considered illiterate, today the same definition has been coined for those who do not know how to use electronic devices. Advances in technology have surpassed the learning capacity of several generations, creating a gap between parents and children. How could we integrate older people into this change? This article presents an optional route for teaching older people through digital tools through a useful, intuitive and enriching experience.*

**Keywords:** *Adulthood, education, learning to learn, technological device, technological illiteracy.*

## **1. Introducción**

La tecnología se ha convertido en parte de la vida cotidiana, permitiendo la realización de actividades simples, eficientes y eficaces a partir del uso de dispositivos electrónicos. Gracias a la tecnología, la gente es capaz de realizar múltiples tareas de forma simultánea.

La historia de la evolución humana está marcada por la adaptación del hombre común a los nuevos inventos y no al revés. A partir de esta compleja relación entre el hombre y la naturaleza surge la necesidad de crear nuevas herramientas que faciliten su trabajo. Para una experiencia completa con las herramientas es necesario invertir tiempo y dedicación para aprender a usarlas y dominarlas. En la actualidad, la humanidad sigue aprendiendo, creando y avanzando. La tecnología ha sido capaz de satisfacer muchas de las necesidades humanas, y ha contribuido en la creación de una civilización y una cultura, pero, solamente algunos habitantes son capaces de acceder a estos enormes beneficios sociales y económicos. Para otros ha significado una diferencia y barrera con los demás [ATEC, 2017].

De acuerdo con la Encuesta Nacional de Ingresos y Gastos de los Hogares (ENIGH), a finales de 2009, México tenía 27.2 millones de usuarios de Internet y 34.7 millones de usuarios de computadoras. Casi 7.4 millones de hogares equipados con una computadora y 5.1 millones tenían acceso a Internet, lo que representa el 26.8% y el 18.4%, respectivamente, de todas las familias. Sin

embargo, el 14.5% de la población que no tienen acceso a esta herramienta menciona que no sabe cómo usarla, y el 22% no la usan debido a que sienten que no lo necesitan [El Informador, 2017].

El analfabetismo digital es el nivel de desconocimiento de las nuevas tecnologías que impide que las personas puedan acceder a las posibilidades de interactuar con estas, es decir, por una parte, navegar en la web, disfrutar de contenidos multimedia, sociabilizar mediante las redes sociales, crear documentación [Freire, 2016]. Los analfabetos digitales son aquellos que no han dominado la tecnología, y esto puede ser generado, en parte, por la indiferencia, la ignorancia o la brecha generacional. Para algunos de ellos, aprender o utilizar la tecnología se ha convertido en algo tedioso y sin orientación.

El analfabetismo tecnológico cierra un mundo de posibilidades a la población, lo que se produce no solo con el lenguaje escrito, sino también a través de los medios de comunicación, destacando plataformas como la radio, la televisión, computadoras, entre otros. La ignorancia sobre el uso de herramientas les impide tener acceso a los métodos actuales de interacción y comunicación como lo son el uso de redes sociales digitales o Internet. Así, sin el uso de la televisión y la radio la gente queda desactualizada en temas políticos, económicos y sociales relacionados con organismos públicos y privados, procesos administrativos, plataformas de juego, etc.

Entre la población con analfabetismo digital, existen los adultos mayores quienes requieren atención especial para que su integración a las nuevas tecnologías se pueda llevar a cabo de manera sencilla y paulatina. Esta integración debe ser personalizada pensando en el desarrollo de un adecuado enfoque pedagógico [Cajas, 2001]. Los adultos mayores necesitan de mayor tiempo para procesar la información y, por lo tanto, para avanzar a su propio ritmo [Edwards, 2013].

En las últimas décadas, las investigaciones científicas sobre el proceso de aprendizaje humano y su relación con la tecnología han coincidido con la existencia de seis líneas que proporcionan conocimientos de vanguardia sobre los entornos virtuales de aprendizaje:

- El desarrollo de la tecnología educativa.

- El uso de las TIC (Tecnologías de Información y Comunicación) para el proceso educativo.
- El impacto de las plataformas tecnológicas en la educación.
- La influencia de Internet en la educación.
- Los modelos y métodos de educación a distancia.
- El fenómeno de la virtualización de la educación [Edel, 2009].

Claramente, la sistematización del proceso de aprendizaje a través del uso de la tecnología es necesaria; la contribución del desarrollo de los recursos digitales específicos puede ayudar a la sociedad y, específicamente, a los ancianos, a responder a las exigencias de un mercado globalizado y a reducir la brecha generacional. En este sentido, algunos de los principales retos son la generación de entornos virtuales de aprendizaje, el desarrollo de herramientas informáticas y la creación de una contribución socialmente aceptable.

La gente adulta adquiere conocimientos a través de diferentes métodos. Por lo tanto, como punto de partida se tomó en cuenta la información del Instituto Nacional para la Educación de los Adultos (INEA)<sup>1</sup> en México, donde se han desarrollado metodologías de enseñanza especializadas en este sector de la población. Estas metodologías se toman en cuenta en DigitAprende con el fin de hacer hincapié en la idea de que este grupo de la población puede aprender nuevos conceptos y actualizar los que ya tienen.

El INEA propone y desarrolla materiales de enseñanza, modelos educativos, sistemas para la evaluación del aprendizaje y lleva a cabo investigaciones para fortalecer la educación de jóvenes y adultos [INEA, 2017]. El INEA cuenta, a su vez, con un programa de desarrollo llamado Modelo Educativo para la Vida y el Trabajo (MEVyT), cuyo principal objetivo es ofrecer educación básica, basado en las necesidades e intereses de las personas. El objetivo es que puedan utilizar herramientas para desarrollar su conocimiento y habilidades necesarias para funcionar en una mejor manera en sus actividades personales, familia, trabajo y la vida social, elevando su calidad de vida y la autoestima, así como la formación de

---

<sup>1</sup> <http://www.inea.gob.mx>



actitudes de respeto y responsabilidad. El MEVyT se enseña a través de módulos básicos y diversificados de diferentes temas relacionados con la vida cotidiana, proporcionando un aprendizaje práctico. El programa propuesto por el Instituto es didáctico y práctico para las personas mayores, pero no contempla módulos para el aprendizaje de las nuevas tecnologías.

Por otra parte, en la Ciudad de México se creó la Universidad de la Tercera Edad<sup>2</sup> con el fin de ofrecer a las personas mayores un espacio para ampliar, desarrollar y fortalecer muchas habilidades, tanto físicas como intelectuales, así como emocionales. Surge con el fin de fomentar una cultura de atención a los ancianos a través de la educación continua. Su objetivo es ser una escuela integral, centrada en mejorar la calidad de vida y el envejecimiento de las personas mayores a través de algunas áreas de atención:

- Material didáctico.
- Talleres.
- Cursos de acuerdo con sus necesidades de aprendizaje.
- Conferencias de desarrollos físicos y mentales.
- Herramientas para una mejor integración [Alcántara, 2010].

Dentro de los talleres universitarios se contempla el estudio de los conceptos básicos del uso de computadora y las redes en la comunidad, pero se limitan a ciertas plataformas y programas específicos seguidos por el profesor y no, realmente, a los dispositivos con que cuentan los adultos mayores y sus necesidades.

De igual manera, existen en el mercado algunos sistemas y aplicaciones orientados a la enseñanza de la tecnología. Entre ellas, se encuentra Rayuela<sup>3</sup> la cual es una aplicación donde los usuarios pueden hacer su propia versión de los juegos populares, crear arte o construir algo nuevo. Rayuela es fácil de usar y permite explorar los fundamentos de programación como son la abstracción, las variables, las condicionales, los ciclos, y mucho más, mientras que permite a la

---

<sup>2</sup> <http://www.agu.df.gob.mx/universidad-de-la-tercera-edad/>

<sup>3</sup> <https://www.gethopscotch.com>

gente jugar. También se muestran tutoriales en vídeo que enseñan cómo hacer juegos. Los padres y los maestros pueden utilizar y diseñar un plan de estudios basado en proyectos para llevar la diversión a través de programas informáticos. El problema con la aplicación es que está destinado a la realización, exclusivamente, de juegos, sin pensar en un público más variado que podría estar interesado en utilizar la aplicación. Sin embargo, esta aplicación tiene una característica interesante que es que cuando se está interactuando con él, se despliega un tutorial en la esquina inferior derecha; el video dependerá de la actividad realizada. El usuario puede manipular simultáneamente las pestañas y los iconos con el fin de crear el código de animación al mismo tiempo que sigue viendo instrucciones en el video.

Otra aplicación es Doulingo<sup>4</sup>, un sitio web, gratis, para el aprendizaje de idiomas. Los usuarios lo pueden utilizar para practicar y avanzar en el aprendizaje de idiomas. El sitio ofrece cursos para varios idiomas. La aplicación permite al usuario mantener el aprendizaje de una lengua complicándose cada vez más dependiendo del progreso del usuario. Esta idea de adaptación de acuerdo al perfil es retomada en DigitAprende.

Por su parte, Youtube<sup>5</sup> es un sitio web donde los usuarios pueden subir y compartir vídeos. Además, alberga una variedad de clips de películas, programas de televisión y vídeos musicales, así como contenidos no profesionales tales como blogs. El punto principal de este sitio es que el portal permite localizar todo tipo de información. Así, se retoma Youtube como un punto de inspiración para DigitAprende con la finalidad de utilizar tutoriales que ya existen y que servirán de base para introducir al adulto mayor a las nuevas metodologías.

Apple<sup>6</sup> incorpora una serie de consejos que muestran características útiles de iPad. Apple ha añadido esta aplicación en las actualizaciones más recientes para ayudar a las personas a identificar mejoras. La aplicación permite elegir entre varios archivos en función del tipo de usuario. La ventaja es que los vídeos se

---

<sup>4</sup> <https://www.duolingo.com>

<sup>5</sup> <https://www.youtube.com>

<sup>6</sup> <https://tips.apple.com/en-us/ios/iphone>

pueden reproducir en cualquier momento después de la descarga. La desventaja es el costo de los vídeos y el espacio de la memoria que necesitan en los dispositivos.

El presente artículo explica el desarrollo de una plataforma, enfocada a los adultos mayores, cuyo contenido es transmitido a través de consejos de uso y vídeo tutoriales. La interfaz es sencilla, discreta y ordenada. El objetivo es familiarizar al usuario con la manipulación de los dispositivos digitales, creándoles confianza y tomando en cuenta el tiempo que requiere cada usuario para su proceso de enseñanza-aprendizaje. La plataforma es de acceso público. El proyecto se centra en la alfabetización de los adultos mexicanos de cualquier ingreso económico, que tienen más de 60 años de edad, y que cuentan con acceso a dispositivos digitales. El objetivo de la plataforma es reducir la brecha generacional y mejorar la calidad de vida de los adultos mayores mexicanos. La plataforma interactiva lleva por nombre: DigitAprende.

El retraso tecnológico afecta a personas de diferentes edades en todos los niveles sociales. Por el momento, la plataforma está dirigida a los adultos mayores que están interesados en desarrollar y/o mejorar sus habilidades en el uso de dispositivos tecnológicos. La prioridad de la herramienta, DigitAprende, es guiar a los usuarios a través del conocimiento y ayudarles a aprender a aprender de una manera divertida, a través de un enfoque simple y personalizado.

Por lo tanto, el objetivo del presente artículo se enmarca en la siguiente hipótesis:

*H<sub>0</sub>: es posible reducir la brecha digital, en los adultos mayores, a partir de una herramienta específica adaptada a sus necesidades que permita enseñarles aspectos básicos del uso de los dispositivos tecnológicos.*

El artículo se organiza como sigue: en la Sección 2 se presenta un breve análisis de algunas herramientas y métodos existentes para abordar el problema. En la sección 3 se muestran algunos resultados obtenidos. Tomando en cuenta los resultados se discute la herramienta, DigitAprende, en la Sección 4 y, por último, se presentan algunas conclusiones y mejoras futuras.

## 2. Métodos

En este trabajo se aplica el Diseño Centrado en el Usuario (DCU)<sup>7</sup> con el fin de descubrir las necesidades de los adultos mayores mexicanos. El propósito fue entender sus necesidades a través de un estudio contextual conociendo así sus habilidades en el uso de herramientas digitales. El DCU plantea una serie de etapas dentro de las cuales se encuentran el análisis, la conceptualización, el prototipado, la evaluación y el desarrollo e implantación. En la etapa de análisis pueden aplicarse diferentes estrategias para ello: observación, análisis contextual, encuestas, entrevistas, etc. En este caso, la investigación se basó en la observación y la retroalimentación de los usuarios finales donde los actores principales jugaron un factor importante para que la herramienta pudiera ser desarrollada de acuerdo a las necesidades de los adultos mayores. Es importante mencionar que el interés inicial era el desarrollo de una herramienta que dependiera por completo de las actividades llevadas a cabo por los individuos en su vida diaria, así como el dominio de la intuición para aprender nuevas aplicaciones.

La metodología aplicada permite contar con una fase de evaluación para poder comparar las diferencias entre cómo se realizaban las actividades y cómo se llevan a cabo posterior a una formación con DigitAprende. El objetivo final, por lo tanto, es ayudar a los usuarios a ser partícipes de su propia formación aprendiendo a aprender. El concepto de diseño fue elegido tomando en cuenta las características del modelo de cambio para los siguientes elementos:

- Modificar el comportamiento para alcanzar los objetivos.
- Las comunidades buscan cambiar su comportamiento para lograr sus objetivos.
- Ayudar a proporcionar información, participar o promover un cambio en una sociedad.

---

<sup>7</sup> Diseño centrado en el usuario (DCU) es una filosofía de diseño donde las necesidades del usuario final, deseos y limitaciones son un foco en todas las etapas dentro del proceso de diseño y desarrollo del ciclo de vida. Los productos desarrollados utilizando la metodología UCD están optimizados para los usuarios finales y se hace hincapié en cómo los usuarios finales necesitan o desean utilizar un producto en lugar de obligar al usuario final para cambiar su comportamiento para usar el producto.

Tomando en cuenta estas características, se desarrolló una interfaz encaminada a solucionar las necesidades anteriormente descritas. Los dispositivos tecnológicos dan viabilidad para poder promover el aprendizaje y la generación de conocimiento a través de la diversión. Así, la idea principal es lograr que la inmersión en la tecnología sea simple y se vuelva un hábito accesible.

Una de las etapas principales en el proceso fue la observación. Esta es una técnica en la que se utilizan los sentidos para comprender un entorno, objeto, persona o cualquier evento de interés, con el fin de obtener un conocimiento completo sobre los aspectos importantes de la misma. Estos permiten analizar, interpretar, reconocer y recordar sus características generales y particulares.

El método a seguir consistió en:

- Solicitar al adulto mayor la realización de tareas sencillas.
- Observar cada uno de los movimientos, así como su interacción con los dispositivos.
- Entender sus necesidades.

Las tareas que realizaron los adultos mayores fueron:

- Navegar por Internet a partir del uso de un explorador comercial.
- Tomar una foto y buscarla en el dispositivo.
- Abrir una aplicación (alarma, calendario, contactos).
- Buscar un tutorial en Youtube.
- Configurar acceso a Wifi.

A partir de la realización de las tareas se pudieron obtener algunas conclusiones y necesidades como punto de partida para la creación de la herramienta:

- Los usuarios, generalmente, utilizan operaciones básicas en el dispositivo.
- El dispositivo fue un regalo que recibieron para comunicarse con su familia.
- No todas las aplicaciones son fáciles de usar.
- Existe dificultad en el uso de dispositivos.
- Las aplicaciones se encuentran en secciones complejas.
- Los tamaños de los dispositivos son variables.

- Los tamaños de texto en las interfaces son demasiado pequeños.
- Existe una falta de interés en ciertas aplicaciones.
- Hay un gran desconocimiento sobre la funcionalidad de los dispositivos.
- El conocimiento acerca de cómo funciona el dispositivo ha sido enseñado por otra persona.
- Es importante contar con procesos y etapas definidas para no confundir al usuario.

A partir de las necesidades detectadas se trabajó en la resolución de algunas de ellas. En la siguiente sección se presentan los resultados.

### 3. Resultados

Una de las etapas principales antes de la implementación de la herramienta, y siguiendo las recomendaciones del DCU, fue el prototipado rápido. Esto permitió recopilar información específica, los requisitos de información y validar con los usuarios la usabilidad de la misma con el fin de contar con una herramienta viable, accesible, fácil de usar e intuitiva.

El prototipo fue sometido a una evaluación por parte de los usuarios permitiendo validar la funcionalidad y la estética del modelo propuesto. Con los resultados obtenidos se hicieron correcciones y se desarrolló una nueva versión que incorporó íconos adecuados.

El desarrollo de una primera versión en papel, ver figura 1, sirvió como base para una versión electrónica.



Figura 1 Primer prototipo en papel (Creación Propia).

Después de esa primera versión, figura 2, se utilizó un programa para ejecutar el prototipo con los usuarios, con este se detectaron ciertos detalles que fueron corregidos en la siguiente versión realizada. En la figura 3a, se presenta la pantalla inicial que permite desplegar un tutorial o saltarlo al dar inicio al sistema. Por su parte, la figura 3b muestra en una línea de tiempo lo que el usuario encontrará. En morado está marcado lo que ya realizó el usuario, en verde la etapa en la que se encuentra y, finalmente, en blanco las etapas subsecuentes que faltan por realizarse. Esto, permite ubicar al usuario en todo momento.



Figura 2 Prototipo interactivo (Creación Propia).

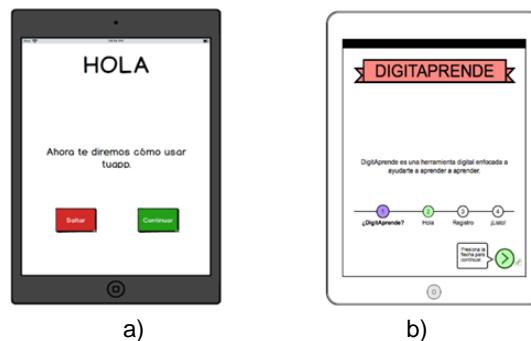


Figura 3 Pantalla inicial acceso a tutorial y etapas presentadas de manera visual.

En la última versión, figura 4, se realizaron algunos cambios importantes de acuerdo con los resultados obtenidos en las pruebas a los usuarios. Tomando como base algunos criterios para una evaluación heurística [Bejarano, 2017] se añadieron características diferentes a DigitAprende. En este caso, se agregaron ventanas emergentes de advertencias para mantener a los usuarios notificados sobre el proceso del sistema.

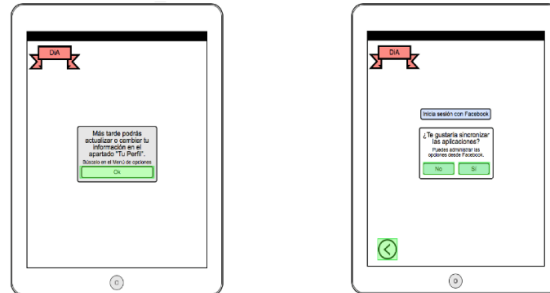


Figura 4 Uso de ventanas emergentes para informar en todo momento al usuario.

En la figura 5 se muestra una de las principales interfaces en las que se va guiando al usuario independientemente de que los botones tengan nombre. Es muy importante, que el adulto mayor, pueda tener certeza y recordar mediante frases cortas a qué se refiere cada una de las posibilidades a utilizar dentro del sistema.

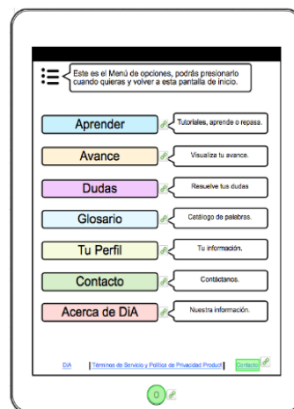


Figura 5 Cada uno de los módulos cuenta con información que orienta al usuario.

En la figura 6 se propone al usuario una configuración de su pantalla de acuerdo a lo que quiere aprender, los logros que ha tenido y las preguntas. En el caso de los logros, son todas aquellas aplicaciones que utiliza con frecuencia y que domina en un alto grado.

En la figura 7 se presentan nuevas incorporaciones que se realizaron al sistema una vez evaluado y que ayudan al usuario a tener una mejor experiencia de uso.

De acuerdo con las características visuales de aplicaciones existentes (ver Sección 1) fue que se decidió añadir algunas pantallas como el glosario, pantalla



de contacto y diferentes opciones de conexión (Facebook, Twitter, correo electrónico).



Figura 6 Configuración pantalla.



Figura 7 Pantallas que se añadieron para mejorar la experiencia de usuario

Otra de las etapas importantes, en el DCU, es la evaluación. Se evaluó el prototipo con los adultos mayores a través de tareas específicas. Con los resultados obtenidos se pretende mejorar DigitAprende. Sin embargo, es importante mencionar que para los adultos mayores sus necesidades están enmarcadas más en aspectos de diseño que técnicos. Por ejemplo, algunos usuarios opinaron que es importante centrarse en las características de la interface, esto podría aumentar la experiencia de conexión con ella. Algunos de estos cambios se basaron en:

- Tamaño de la fuente frente al contenido.
- El proceso de creación de un usuario es innecesario.

Para otros, la visualización de la pantalla era triste y antipática, y sugirieron:

- Colores diferentes.
- Homogeneizar las pantallas base.

Durante el proceso de prueba se observó que algunas instrucciones no fueron claras en absoluto, para ello se implementaron algunas cosas como:

- El uso de tutoriales.
- Envío de mensajes.
- Iconos con una convención establecida.

Entre los comentarios positivos que se obtuvieron de los usuarios se encuentran los siguientes:

- El menú es claro.
- Buen método de enseñanza.
- Me gusta la atención personal.
- Es Intuitivo.
- No me da miedo.
- La sección del glosario es útil.
- Los videos permiten aprender de una manera personalizada.

Con estas opiniones se plantean en la sección de conclusiones algunas mejoras para DigitAprende.

En general, a partir de una interfaz adecuada se logró tener la sensación de que aprender es algo intrínseco al ser humano y que es posible hacerlo a lo largo de toda la vida [Carey, 2015].

#### **4. Discusión**

En esta investigación se detectó un problema a partir del cual se realizó observación para identificar las necesidades de los usuarios específicos (personas mayores) en su uso o acercamiento con tecnologías. A partir de ello, se planteó la intención de tratar de resolver las necesidades mediante el uso de una plataforma que puede ser consultada en un dispositivo tecnológico.

Las características y necesidades más importantes de la herramienta fueron determinadas a partir de un enfoque centrado en el usuario. Así, el usuario formó parte de todo el proceso proveyendo información importante que ayudó a resolver cuestiones como la facilidad de uso y propósito de la herramienta.

Como se describió, anteriormente, algunas de las características de DigitAprende se basaron en las aplicaciones o los conceptos que se encuentran actualmente en el mercado o están trabajando en una institución. Sin embargo, la mejora que se propone, usando DigitAprende, es optimizar la forma en que las personas de edad avanzada aprenden (concentrándose en el ritmo y tiempo de cada una) y se adaptan a las nuevas tecnologías. La idea innovadora es crear una cultura de aprender a aprender, donde la intuición conduce al usuario a seguir aprendiendo. En general, DigitAprende fue bien recibido por los adultos mayores. De igual manera, la herramienta contribuye a percibir a la educación como un medio y un instrumento que ayude (a los adultos mayores) a generar cambios personales que favorezcan su integridad [Yuni, 2005].

## **5. Conclusiones**

El desarrollo de DigitAprende se basó en la observación y la retroalimentación de los usuarios finales, donde los actores principales jugaron un factor importante. Esta herramienta fue desarrollada siguiendo las etapas del DCU identificando, primeramente, las necesidades de los adultos mayores. Es importante mencionar que el uso que se dará a esta herramienta depende por completo de la vida cotidiana de cada uno de los usuarios finales, así como el dominio de su intuición para aprender nuevas aplicaciones. En general, algunos de los adultos mayores reconocieron la utilidad de buscar información en Internet en lugar de solo utilizar los medios tradicionales. Por otra parte, encontrar que el sistema se adapta a su ritmo y les permite de manera intuitiva reconocer los iconos y guiarse con ellos para realizar diferentes tareas.

Después de usar DigitAprende, se concluyó que la aplicación no sólo era útil para generar conocimiento, sino que creó una experiencia agradable con los usuarios. La herramienta les genera además de autonomía, la posibilidad de interactuar con

sus seres queridos a través de redes sociales y videoconferencias. Se sienten acompañados y les crea interés por seguir aprendiendo.

Hasta el momento, las herramientas destinadas a los adultos mayores son muy pobres y se apegan, poco, a sus verdaderos intereses.

Como trabajo futuro es importante validar si la herramienta permite cambiar hábitos en la gente mayor. El proceso de enseñanza-aprendizaje es muy interesante ya que contempla necesidades específicas de los adultos mayores como es el reconocimiento de los pasos que debe de seguir para lograr algo.

La herramienta debe seguirse perfeccionando para, también, incluir a los adultos mayores que tienen alguna debilidad visual y/o auditiva.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Alcántara, C. Por una cultura del envejecimiento. Editorial INAPAM. México, 2010: [http://www.inapam.gob.mx/work/models/INAPAM/Resource/Documentos\\_Inicio/Cultura\\_del\\_Envejecimiento.pdf](http://www.inapam.gob.mx/work/models/INAPAM/Resource/Documentos_Inicio/Cultura_del_Envejecimiento.pdf), 15/05/2017.
- [2] ATEC, Avances Tecnológicos en la Época Contemporánea, Propuestas Innovadoras para el aula, Ministerio de Educación de la Nación: [http://coleccion.educ.ar/coleccion/CD17/contenidos/mt/quimica/laslecciones/avances\\_tecnologicos.html](http://coleccion.educ.ar/coleccion/CD17/contenidos/mt/quimica/laslecciones/avances_tecnologicos.html), 15/05/2017.
- [3] Cajas F. Alfabetización Científica y Tecnológica. Enseñanza de las Ciencias, pp. 243-254, 2001.
- [4] Bejarano, J. L. M., & Carrillo, L. P. V. Metodologías de usabilidad aplicadas a entornos virtuales de aprendizaje: caso universidad de pamplona. Revista Colombiana de tecnologías de avanzada (RCTA), 2(1), 2017.
- [5] Carey B. Aprender a aprender. Urano. pp. 288, 2015.
- [6] Edel, R. Las Nuevas Tecnologías para el Aprendizaje: Estado del Arte. En Vales, J. (Ed) Las Nuevas Tecnologías para el Aprendizaje. México: Pearson-Prentice Hall, 2009.
- [7] Freire, C. F. R., & Torres C. A. R. El analfabetismo digital y su incidencia en el gremio de carpinteros del sector artesanal de la Isla Santa Cruz. Tesis de licenciatura. Quito: UCE.). pp. 155, 2016.

- [8] Edwards, R. *Cultura y los procesos de aprendizaje de los adultos*. Routledge, 2013.
- [9] El Informador: <http://www.informador.com.mx/mexico/2010/176957/6/analfabetas-digitales-20-de-familias-mexicanas-inegi.htm>, 15/05/2017.
- [10] INEA Instituto Nacional de Educación para los Adultos (Instituto Nacional para la Educación de Adultos) INEA: <http://www.inea.gob.mx>, 15/05/2017.
- [11] Yuni, J. A., & Urbano, C. A. *Educación de adultos mayores: teoría, investigación e intervenciones*. Editorial Brujas, 2005.

# IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE ADMINISTRACIÓN Y CONTROL PARA UNA MICRO-RED DE CD UTILIZANDO PLATAFORMAS DE NATIONAL INSTRUMENTS

***Juan José Martínez Nolasco***

Tecnológico Nacional de México en Celaya

*juan.martinez@itcelaya.edu.mx*

***José Alfredo Padilla Medina***

Tecnológico Nacional de México en Celaya

*alfredo.padilla@itcelaya.edu.mx*

***Elías José Juan Rodríguez Segura***

Tecnológico Nacional de México en Celaya

*elias.rodriguez@itcelaya.edu.mx*

***Agustín Sancén Plaza***

Tecnológico Nacional de México en Celaya

*asancenp@gmail.com*

## **Resumen**

En este trabajo se presenta el desarrollo e implementación de un Sistema de Administración y Control (SAC) aplicado a una micro-red de CD utilizando la tarjeta de desarrollo NI myRIO programada con el software de instrumentación virtual LabVIEW. El prototipo experimental de la micro-red tiene una capacidad máxima de  $1\text{ kW}$  alimentada por dos simuladores de paneles fotovoltaicos con una potencia máxima de  $600\text{ W}$  cada uno. El SAC opera dependiendo del nivel de voltaje del bus de CD y la demanda de energía en la micro-red, el objetivo principal de este sistema es mantener el bus operando en un rango de  $190\text{ V} \pm 5\%$  aprovechando al máximo la energía generada por los simuladores de paneles

fotovoltaicos. Para las pruebas experimentales presentadas se utilizan como cargas luminarias led, luminarias fluorescentes y computadoras; demostrando que el SAC mantiene el bus de CD operando establemente en el rango propuesto.

**Palabras Claves:** Administración y control, micro-red CD, LabVIEW.

## **Abstract**

*This paper presents the development and implementation of a Management and Control System (MCS) applied to a micro-grid CD using the device of development NI myRIO programed with LabVIEW a virtual instrumentation software. The experimental prototype of the microgrid has a maximum capacity of 1 kW energized by two simulators of photovoltaic panels with a maximum power of 600 W. The MCS operates depending on the voltage level for the DC and the demand for energy in the microgrid, the main objective of this system is to keep the bus operating in a range of 190 V  $\pm 5\%$  taking maximum advantage of the energy generated by the simulators of photovoltaic panels. For the experimental tests submitted are used as loads LED and fluorescent lighting, and also computers; demonstrating that the MCS keeps the bus CD operating stably in the proposed range.*

**Keywords:** DC Microgrid, LabVIEW, management and control.

## **1. Introducción**

El deterioro del medio ambiente generado por la quema de combustibles fósiles utilizados para la generación de energía eléctrica ha provocado un aumento en el uso de fuentes generadoras de energía renovable. Además, el agotamiento de los combustibles fósiles ha motivado la evaluación de alternativas seguras y limpias para la generación de energía eléctrica que dependan de fuentes de energía inagotables como es el caso de la energía fotovoltaica [Kakigano, 2013]. Por otro lado, el desarrollo tecnológico ha propiciado el aumento de soluciones electrónicas tanto para el sector industrial, público y de servicios, como para el hogar y de uso personal (dispositivos electrónicos, electrodomésticos, iluminación, vehículos eléctricos, etc.), los cuales consisten en dispositivos cuyo propósito y

función específica es facilitar la realización de actividades cotidianas o de recreación. Una característica que comparten los equipos o dispositivos electrónicos antes mencionados es la conversión de energía de CA-CD como una etapa previa a la etapa principal de conversión CD-CD, esto debido al tipo de energía eléctrica que se distribuye. Esta característica, en conjunto con el impulso actual de las fuentes de energías renovables y de los sistemas de almacenamiento de energía (banco de baterías o super-capacitores) ha impulsado el estudio de sistemas de distribución de energía eléctrica en CD, denominados micro-redes de CD ( $\mu R$ 's-CD) [Bae, 2012]. Una de las fuentes de energía renovables más utilizadas en la actualidad en las  $\mu R$ 's-CD son los Sistemas Fotovoltaicos (SF's), esto debido a que es una fuente de energía que permite extraer una potencia promedio diaria relativamente estable.

En lo que respecta a las  $\mu R$ 's-CD, en la literatura se han reportado investigaciones enfocadas a mejorar su funcionamiento, trabajando en el diseño de los sistemas de administración y control [Jin, 2014], [Shadmand, 2014], [Dizqah, 2015], [Morstyn, 2016] y [Zhang, 2011].

Dentro de las investigaciones realizadas con  $\mu R$ 's-CD en [Sun, 2011], [Zhang, 2011], [Hasanien, 2016] y [Attanasio, 2013] se diseñaron estrategias de control para  $\mu R$ 's-CD con SF's, sistemas de almacenamiento de energía, cargas resistivas y convertidores CD-CA para interconectarse a la REP. Estas  $\mu R$ 's-CD operan con un bus de CD que trabaja en un rango de 180 a 210 V.

Lo antes mencionado, deja un indicio de las necesidades tecnológicas y del amplio interés por integrar fuentes de energía renovables y diferentes tipos de cargas en una  $\mu R$ -CD, así como el diseño de Sistemas de Administración y Control (SAC). Es por esto que con la finalidad de analizar el comportamiento de una  $\mu R$ -CD ante la conexión y desconexión de cargas reales como luminarias, computadora de escritorio, etc., en este artículo se presenta la implementación de un SAC para un prototipo experimental de una  $\mu R$ -CD con una potencia máxima de 1 kW, alimentada por dos SF's como fuentes de energía renovables. Este sistema tiene como propósito mantener el voltaje de CD del bus de la micro-red dentro de un rango de 190 V  $\pm 5\%$  ante la conexión y desconexión de cargas y fuentes. El SAC



opera dependiendo del nivel de voltaje del bus y la demanda de energía, este SAC se implementó sobre la plataforma NI myRIO-1900 de la compañía National Instruments, y se diseñó a través del software de instrumentación virtual LabVIEW. En el apartado II de este artículo se presenta la descripción de la  $\mu$ R-CD propuesta, en el apartado III se describe el algoritmo del SAC de la  $\mu$ R-CD. Por último, en los apartados IV y V se presentan las pruebas experimentales y las conclusiones respectivamente.

## 2. Métodos

La  $\mu$ R-CD propuesta fue diseñada para manejar una potencia máxima de  $1\text{ kW}$  con un bus de CD de  $190\text{ V}$ . En la figura 1 se presenta el diagrama a bloques de la  $\mu$ R-CD propuesta, en la cual se puede observar el flujo de la energía entre los diferentes elementos que conforman el sistema energía en la  $\mu$ R-CD son los SF's, los cuales están conformado por dos Paneles Fotovoltaicos (PF's) que alimentan cada uno a un convertidor CD-CD con una capacidad de  $0.6\text{ kW}$ . Para simular el comportamiento de los PF's se emplearon dos módulos Simuladores de Paneles Fotovoltaicos (SPF's) de la marca Agilent modelo E4360A. El segundo elemento que forma parte de la  $\mu$ R-CD propuesta es el convertidor CD-CA, el cual permite interconectar la  $\mu$ R-CD con la Red Eléctrica Principal (REP), transfiriendo a la REP la energía generada por los SF's que no se utiliza por las cargas locales.

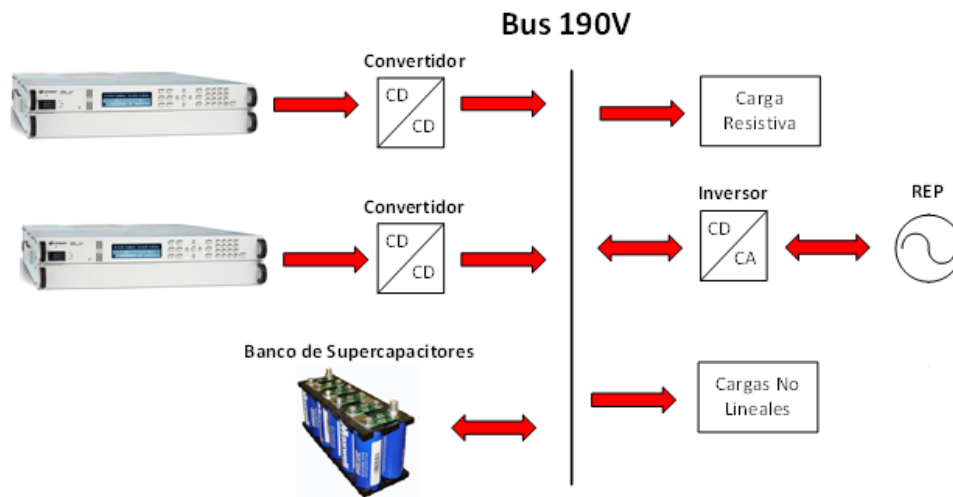


Figura 1 Diagrama de bloques de la Micro-Red de CD propuesta.

La  $\mu$ R-CD cuenta con un banco de super-capacitores de  $0.230 F$  conectado en paralelo al bus de CD con el propósito de mantener el nivel de voltaje del bus de CD durante los intervalos de conexión o desconexión del inversor o de las cargas lineales y no lineales. A continuación, se describen las características y condiciones de diseño de los elementos que conforman la  $\mu$ R-CD propuesta.

### Convertidor CD-CD

Las fuentes principales de energía de la  $\mu$ R-CD propuesta son los SF's. Estos SF's están conformados por dos PF's que alimenta cada uno a un convertidor CD-CD en topología elevador. En la figura 2 se presenta el diagrama esquemático del convertidor CD-CD elevador, el cual fue diseñado para establecer una ganancia  $V_{bus}/V_{PF}=1.5$ . Esta ganancia permite asegurar un voltaje de salida del convertidor de  $190 V$  cuando el SPF se encuentra en el Punto de Potencia Máxima (PPM). Se propone que el convertidor opere en modo conducción continua, para esto se supone que la corriente ( $I_L$ ) en el inductor ( $L$ ) aumenta y disminuye linealmente durante el tiempo de encendido y de apagado del interruptor, respectivamente.

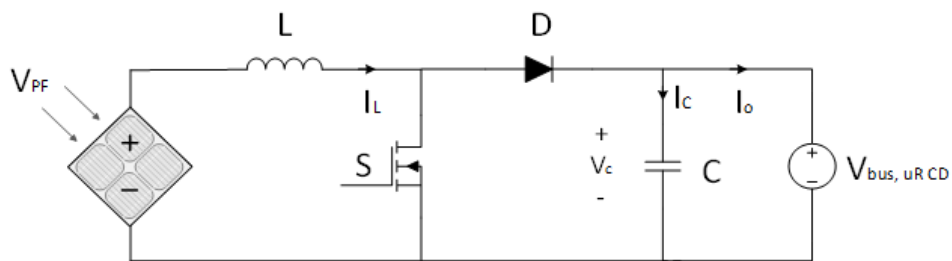


Figura 2 Diagrama del convertidor de potencia CD-CD elevador.

Para utilizar los SPF's es necesario configurar su curva de operación, los parámetros necesarios para dicha configuración son: el voltaje en el punto de potencia máxima ( $V_{ppm}=120 V$ ), voltaje de circuito abierto ( $V_{ca}=130 V$ ), corriente en el punto de potencia máxima ( $I_{ppm}=4.2 A$ ) y la corriente de corto circuito ( $I_{cc}=5 A$ ). Con estos valores definidos a los parámetros de los SPF's se realizan las pruebas experimentales presentadas en este trabajo. Con esta configuración cada SPF puede entregar una potencia máxima de  $500 W$ .

## Convertidor CD-CA

El objetivo principal del SAC de la  $\mu$ R-CD es extraer la potencia máxima a los PF's, por lo tanto, si la cantidad de energía generada por los PF's es mayor que la energía demandada por las cargas conectadas al bus de CD, entonces se habilita el convertidor CD-CA para inyectar la energía restante a la REP. En la figura 3 se presenta el diagrama esquemático del convertidor CD-CA implementado. Este convertidor requiere de un filtro  $LCL$  como interfaz entre el inversor y la REP que permite acondicionar la forma de onda senoidal conforme a la norma vigente. Por otro lado, en el bus de CD se requiere de un capacitor  $C_{bus}$  para ayudar a mantener estable el nivel de voltaje del bus.

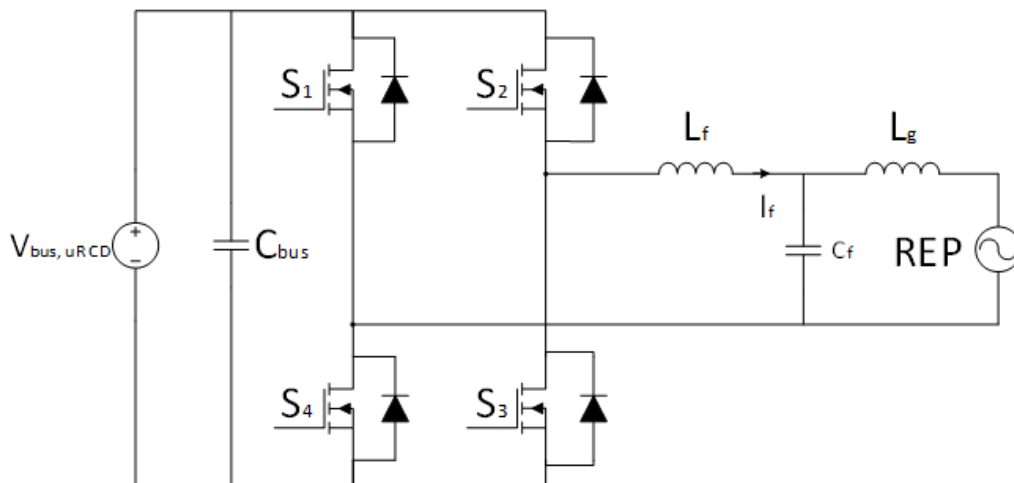


Figura 3 Diagrama esquemático del convertidor CD/CA.

## Descripción de Cargas

Para evaluar el funcionamiento de la  $\mu$ R-CD bajo diferentes escenarios, se emplearon cargas con características lineales y no lineales. Como carga lineal se utilizó un banco resistivo de  $600 \Omega$ , y como cargas no lineales dos tipos de luminarias. El primer grupo de luminarias consiste de siete lámparas tipo led comerciales de  $23 W$  cada una, mientras que el segundo grupo está conformado por cuatro luminarias tipo Louver con tres lámparas fluorescentes de  $28 W T5$  cada una, con balastro electrónico comercial. Otra carga no lineal utilizada durante las pruebas es una computadora de escritorio, la cual puede demandar una

potencia máxima de 300 W. El emplear este tipo de cargas no lineales a esta tensión de alimentación obedece a que no tienen inconvenientes de operar correctamente a 190 V<sub>CD</sub>, ya que por especificación del fabricante su alimentación está dentro del rango de tensión de entrada universal que es de 100-264 V<sub>CA</sub>.

### **Sistema de Administración y Control**

El objetivo principal del Sistema de Administración y Control (SAC) es mantener el bus de CD de la  $\mu$ R-CD en un rango de 190 V  $\pm$ 5 %, de tal forma que las cargas conectadas al bus de CD puedan operar correctamente y sin ningún inconveniente. El SAC implementado presenta dos modos de operación, aislado e interconectado a la REP. En la figura 4 se presenta el diagrama de flujo del algoritmo del SAC para el modo de operación aislado de la REP, el cual consta de tres estados diferentes los cuales se describen a continuación:

1. El primer estado es **Arranque** (inicio de operación de la  $\mu$ R-CD). En este estado los SF's trabajan con una acción de control Proporcional-Integral (PI), esta acción de control permite llevar al bus de CD al nivel de voltaje deseado de 190 V, además mantiene el bus estable al conectar y desconectar cargas al bus. Si el voltaje del bus disminuye de 185 V, el SAC cambia al estado **Máxima Potencia**, y ahora los SF's trabajan con el control para el Seguimiento del Punto de Potencia Máxima (SPPM).
2. El segundo estado es **Máxima Potencia**, en este estado ambos SF's operan con el control para el SPPM utilizando el algoritmo Perturbar y Observar (P&O). Los SF's se mantendrán en esta condición siempre y cuando el nivel de voltaje del bus de CD sea menor a 195 V y mayor a 182 V. Si el voltaje del bus es mayor a 195 V el SAC cambia al estado **Arranque**, de lo contrario, si el voltaje del bus es menor a 182 V, la energía demandada por las cargas conectadas al bus es mayor que la energía generada por los SPF's, en este caso es necesario otra fuente que entregue energía al sistema, como un banco de baterías o interconectarse a la REP. Estos son trabajos futuros del SAC y el prototipo experimental de la micro-red.

3. El ultimo estado es **Deshabilita Cargas**, en este estado el SAC desconecta las cargas debido a que el suministro de energía de la  $\mu$ R-CD es menor que la energía que demandan las cargas.

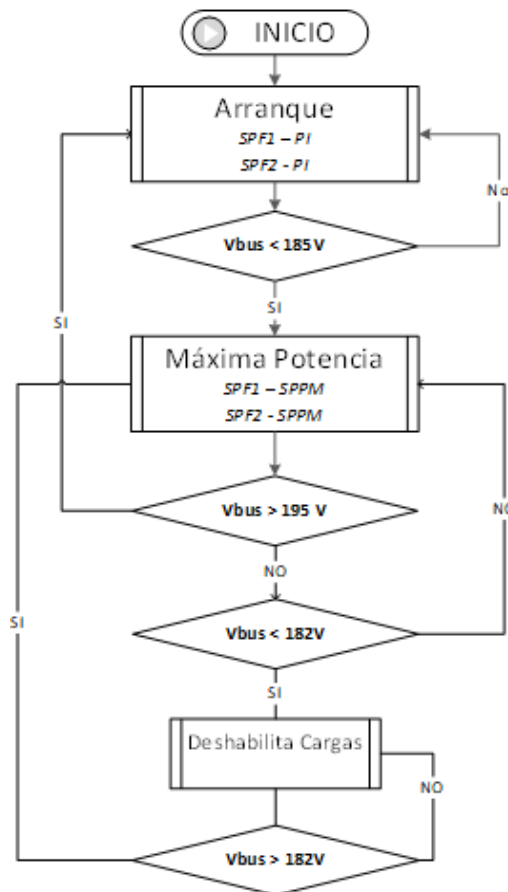


Figura 4 Diagrama de flujo del algoritmo SAC para el modo de operación aislado.

En la figura 5 se presenta el diagrama de flujo que describe el funcionamiento de la  $\mu$ R-CD en el modo de operación interconectada a la REP. Para realizar la interconexión con la REP es necesario que la  $\mu$ R-CD trabaje en el estado **Arranque** del modo aislado. Esto significa que no se está extrayendo la potencia máxima de los PF's. En este modo de operación los SF's operan siempre en modo SPPM, mientras que el convertidor CD-CA inyecta la energía eléctrica excedente a la REP. Sin embargo, si el nivel de voltaje del bus de CD cae debajo de 182 V, entonces la energía generada por los SPF's no es suficiente para suministrar energía a las cargas y a la REP.

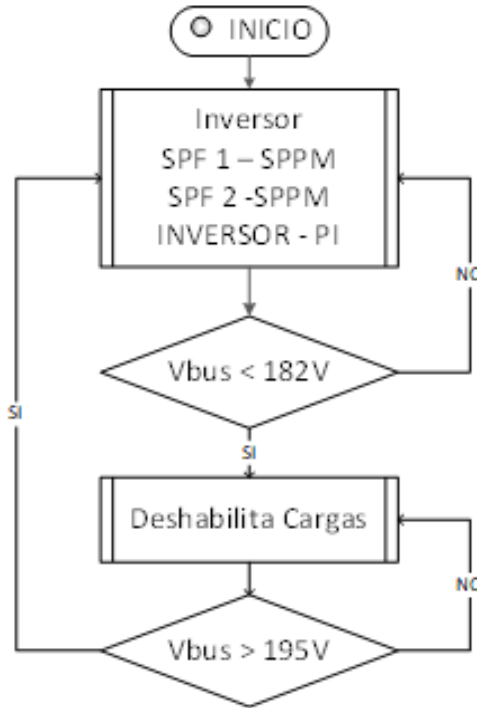


Figura 5 Algoritmo de control del SAC en el modo de operación interconectado a la REP.

En la figura 6 se presenta el diagrama de bloques del SAC para la  $\mu$ R-CD, el cual se implementó en dos plataformas NI myRIO-1900 (NI myRIO\_1 y NI myRIO\_2) programadas con el software de instrumentación virtual LabVIEW. El SAC 1 se embebió en la NI myRIO\_1, siendo este el responsable de la ejecución del control de los dos SF's. El algoritmo de control de estos sistemas funciona bajo dos modos de operación. En el primer modo de operación se utiliza una ley de control clásica (acción de control PI) para mantener el nivel de voltaje del bus dentro del rango establecido. En la figura 7 se ilustra el diagrama del convertidor con el controlador PI, este controlador monitorea el nivel de voltaje de salida del convertidor y en base a los cambios realiza acciones correctivas para eliminar los efectos generados por las perturbaciones del sistema.

En el segundo modo de operación se implementó un algoritmo encargado del SPPM basado en el algoritmo P&O, este algoritmo necesita que el voltaje y la corriente entregados por los SPF's sean monitoreados permanentemente durante la operación de la  $\mu$ R-CD. En la figura 8 se presenta el diagrama esquemático del controlador para el SPPM, este controlador modifica el ciclo de trabajo del

interruptor de potencia y monitorea los cambios en la potencia de los PF's, buscando siempre generar un aumento en la potencia extraída de los paneles. En la figura 9 se ilustra el diagrama de flujo del algoritmo P&O.

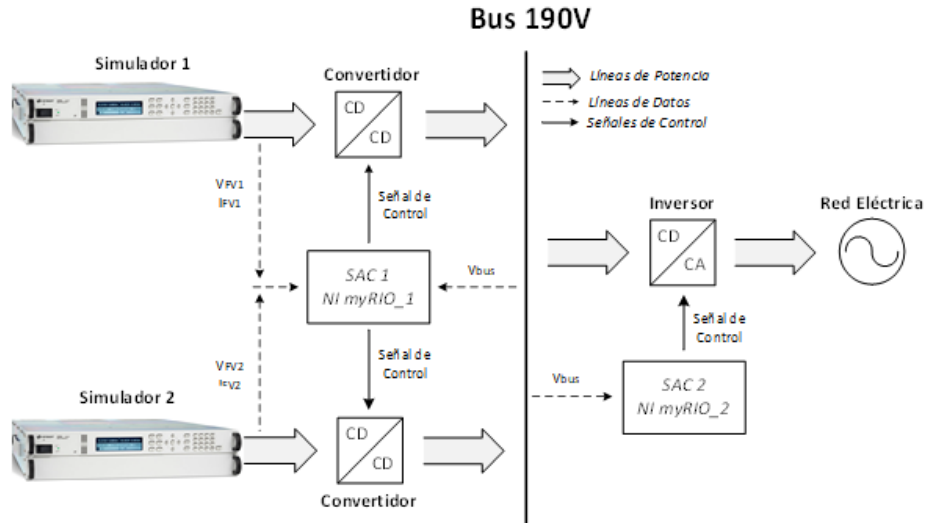


Figura 6 Diagrama de la Micro-red CD con el SAC implementado.

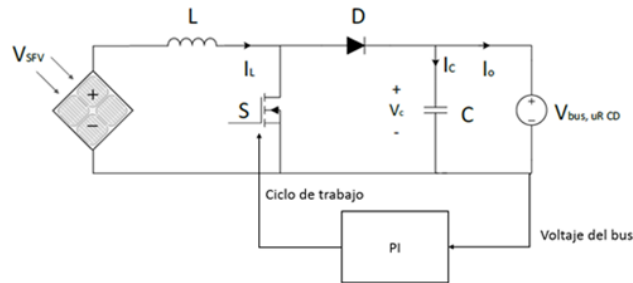


Figura 7 Diagrama del sistema de control en modo voltaje para el convertidor boost.

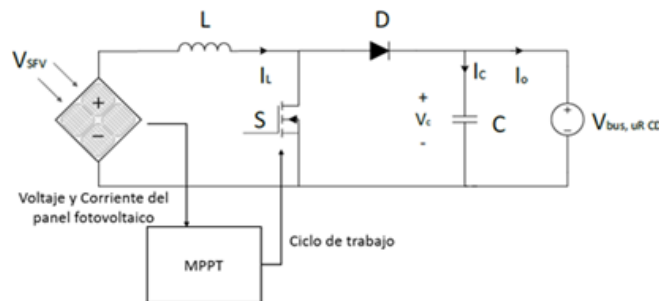


Figura 8 Diagrama del sistema de control para el SPPM.

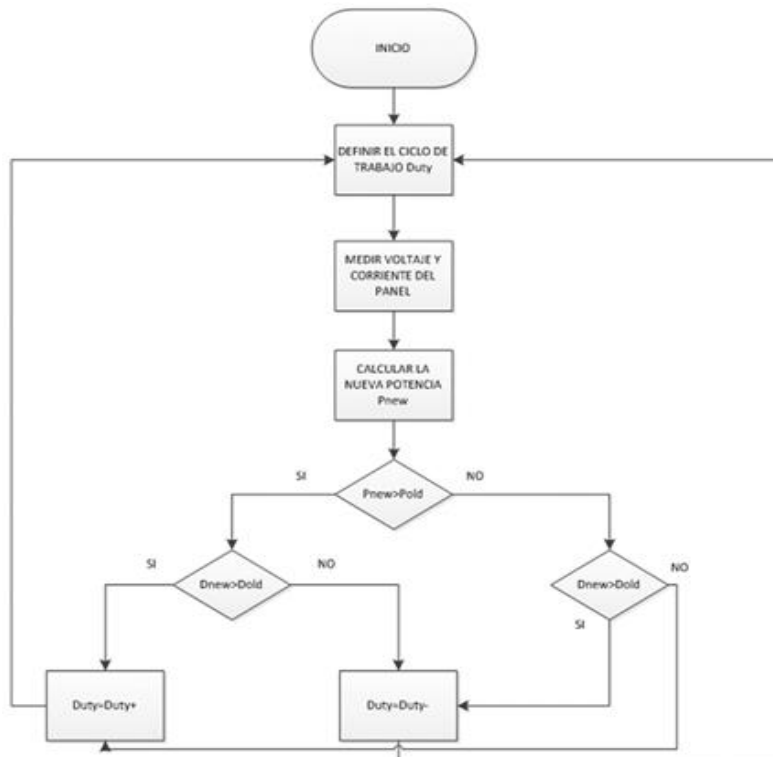


Figura 9 Algoritmo de control perturbar y observar.

En la plataforma NI myRIO\_2 se embebió el SAC 2, responsable del control del convertidor CD-CA encargado de la interconexión de la  $\mu$ R-CD con la REP. El control implementado es un control descentralizado con una acción de control PI, cuyas decisiones dependen del estado del nivel de voltaje del bus de CD. Si el nivel de voltaje del bus disminuye, entonces la cantidad de energía inyectada a la REP también disminuye lo que por consecuencia se refleja con un aumento del nivel de voltaje del bus de CD; caso contrario, se aumenta la cantidad de energía inyectada a la REP para disminuir el nivel de voltaje presente en el bus de CD. En la figura 10 se muestra el diagrama de bloques de la estructura general del SAC 2 implementado en la NI myRIO\_2.

La sincronización entre la señal generada por el inversor y la REP se lleva a cabo a través de los módulos de detección de cruce por cero y del algoritmo SOGI-FLL en el momento que el SAC lo requiera. Las señales de control de los cuatro interruptores del inversor de puente completo se generan al comparar la señal de salida del bloque SOGI-FLL con una señal triangular de 25 kHz de frecuencia.



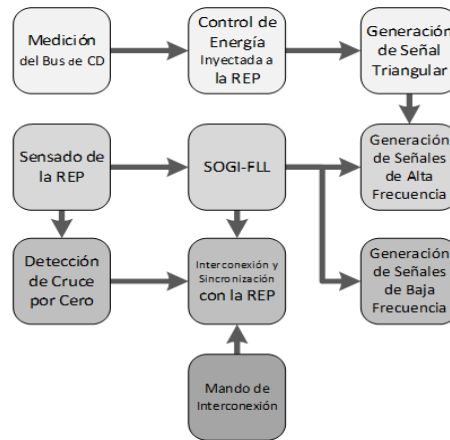


Figura 10 Diagrama del algoritmo implementado para el SAC 2.

### 3. Resultados

En este apartado se presentan los resultados experimentales obtenidos con la  $\mu$ R-CD propuesta. Estos resultados se obtuvieron generando cambios de carga en el bus de CD. Al inicio de la operación de la  $\mu$ R-CD, esta necesita de un periodo de **pre-arranque**, en el cual se encienden los SPF's para cargar el banco de super-capacitores. El periodo de **pre-arranque** se debe mantener hasta que el voltaje en el bus de CD se estabilice. Posteriormente, la  $\mu$ R-CD puede entrar en operación en el estado **Arranque**, para después tomar la decisión de operar aislada o interconectada con la REP. Al encender los SPF's el bus tiene una carga resistiva de  $116 W$ . En la figura 11 se presenta el comportamiento del encendido del sistema. El bus tarda  $6.4$  segundos en alcanzar un voltaje de  $128 V$  provocado solo por los SPF's, debido a que los convertidores CD-CD elevadores están apagados.

Una vez que el bus de CD se estabiliza, se enciende el sistema de administración, el cual inicia en el estado de **ARRANQUE**, en este modo los SF's operan en modo control de voltaje. El tiempo que tarda el bus en alcanzar el nivel deseado de  $190 V$  es de  $20$  segundos, este comportamiento se puede apreciar en la figura 12.

Cuando el sistema de administración trabaja en el estado de **ARRANQUE**, el sistema puede responder ante cambios de carga operando en el mismo estado, manteniendo el control del bus con el control de voltaje sobre los convertidores de los SF's. En la figura 13 se muestra el comportamiento al conectar una carga de

iluminación led de 115 W, además, en la figura 14 se presenta el comportamiento al desconectar la carga.

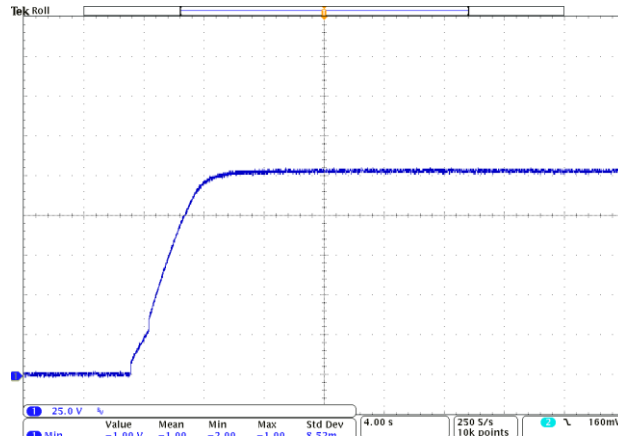


Figura 11 Comportamiento del bus en el encendido de los SPF's.

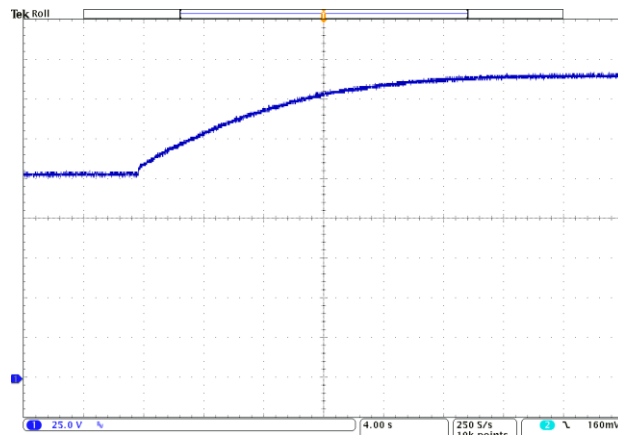


Figura 12 Comportamiento del bus al arrancar el sistema de administración.

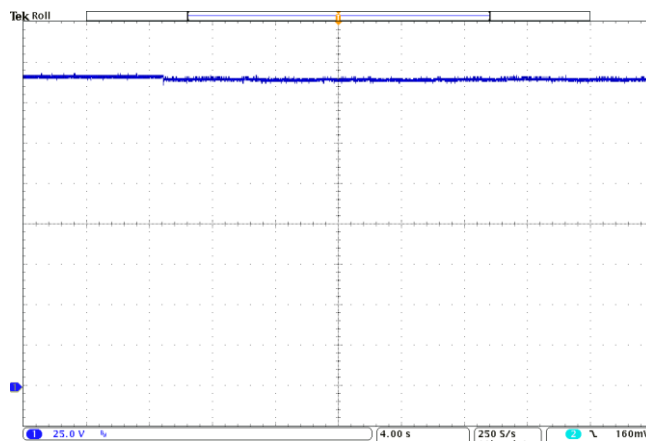


Figura 13 Comportamiento del bus ante la conexión de luminaria led.

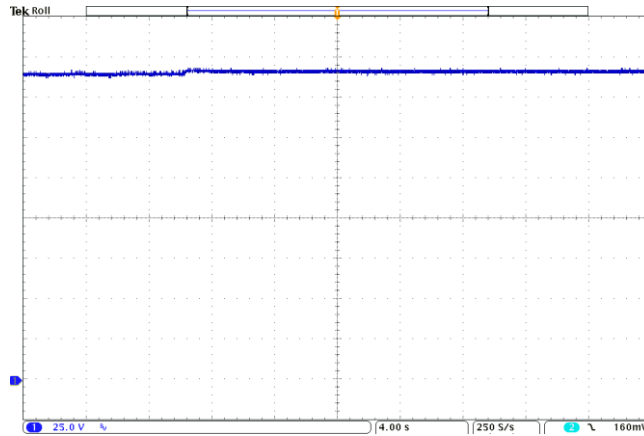


Figura 14 Comportamiento del bus ante la desconexión de luminaria led.

Para las siguientes pruebas se configuran los SPF's con los siguientes parámetros:  $I_{ppm} = 2$ ,  $I_{cs} = 3$ ,  $V_{ppm} = 120$  y  $V_{co} = 130$ . Con estos parámetros los paneles entregan una potencia máxima de  $240\text{ W}$  cada uno. Para probar el comportamiento del sistema en los límites se realizan pruebas conectando y desconectando cargas de luminarias fluorescentes. El comportamiento del bus al conectar una carga fluorescente de  $300\text{ W}$  se presenta en la figura 15, mientras que en la figura 16 se aprecia el comportamiento al desconectar la misma carga.

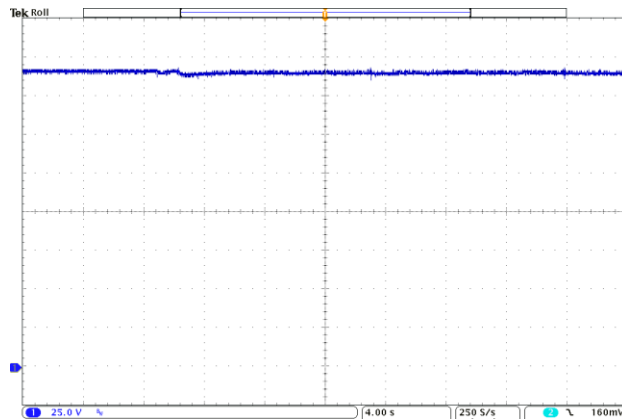


Figura 15 Comportamiento del bus al conectar lámparas fluorescentes de  $300\text{ W}$ .

Los picos al conectar y desconectar las cargas son menores a los  $5\text{ V}$  y el tiempo de la transición es de  $4\text{ segundos}$ . En las figuras 17 y 18 se presenta el comportamiento del bus al conectar y desconectar una carga fluorescente de  $400\text{ W}$ , colocando al límite la potencia que generan los simuladores fotovoltaicos. Al

realizar la conexión de la carga la caída de voltaje en el bus es de 5 V con un tiempo transitorio de 4 segundos, mientras que al realizar la desconexión el pico del bus es de 8 V y la transición tiene una duración de 10 segundos.

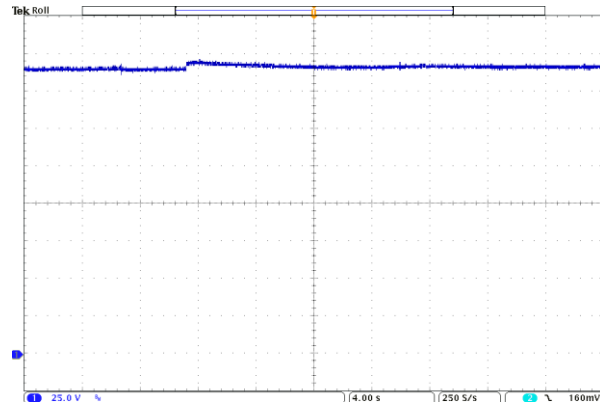


Figura 16 Comportamiento del bus al desconectar lámparas fluorescentes de 300 W.

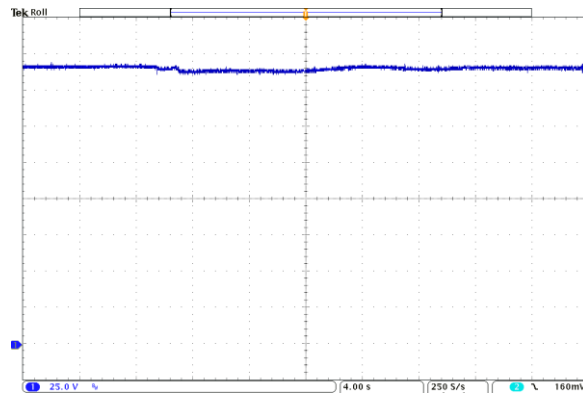


Figura 17 Comportamiento del bus al conectar lámparas fluorescentes de 400 W.

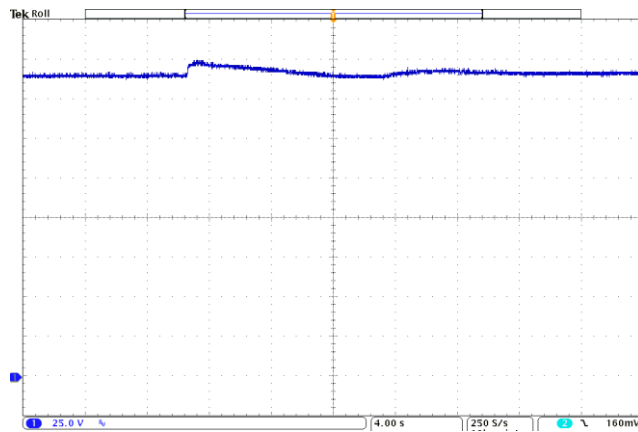


Figura 18 Comportamiento del bus al desconectar lámparas fluorescentes de 400 W.

En esta prueba se genera la interconexión de la  $\mu$ R-CD con la REP. En esta condición los SF's operan con el algoritmo de control para el SPPM y se habilita el convertidor CD-CA para inyectar energía a la REP. De esta forma se logra inyectar a la REP, la energía restante entre la energía generada por los SPF's y la energía consumida por las cargas conectadas al bus de CD. Durante la interconexión con la REP el nivel de voltaje del bus de CD sufre una caída del 2.2 % con una duración de la respuesta transitoria de 2.35 segundos. En la figura 19 las lámparas fluorescentes con una demanda de 336 W están conectadas al bus de CD, por lo que la energía disponible para inyectar a la REP es de 320 W.

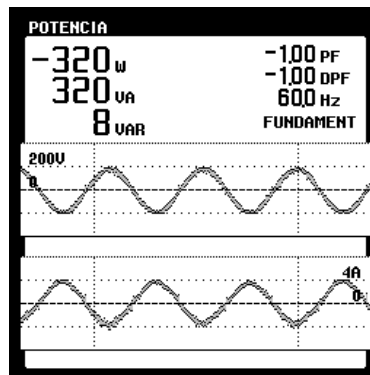


Figura 19 Oscilogramas de voltaje-corriente salida del inversor interconectado con la REP.

#### 4. Discusión

El uso de la tecnología de National Instrument permite desarrollar aplicaciones útiles para aplicaciones de administración y control en Micro-Redes de CD. Esto debido a la fácil implementación de sistemas de control complejos embebidos útiles para el control de convertidores electrónicos de potencia.

#### 5. Conclusiones

En el presente trabajo se diseñó e implementó una  $\mu$ R-CD para una potencia máxima de 1 kW con un bus de CD con nivel de voltaje 190 V, la cual puede operar aislada o interconectada con la REP. La  $\mu$ R-CD propuesta está conformada por dos sistemas fotovoltaicos, un inversor de puente completo y cargas electrónicas (tipo iluminación y equipo de cómputo).

Se implementó un SAC (sistema de administración y control) para la  $\mu$ R-CD embebido sobre la plataforma NI myRIO-1900 utilizando para el diseño del SAC el software de programación virtual LabVIEW.

En los resultados experimentales se presenta el funcionamiento de la  $\mu$ R-CD bajo diferentes condiciones de operación, todas ellas con el objetivo de evaluar la respuesta del bus CD ante perturbaciones provocadas por la conexión y desconexión al bus de CD de fuentes de energía y de cargas reales. A lo largo de las diferentes pruebas realizadas se observó que el bus de voltaje de la  $\mu$ R CD propuesta se mantiene dentro del rango de operación establecido previamente en el diseño, y en cada caso el tiempo de respuesta transitorio fue relativamente corto. Esto se puede traducir en que el bus de voltaje de la  $\mu$ R-CD propuesta es capaz de alcanzar la estabilidad en un corto plazo después de ser expuesto a diferentes perturbaciones. Además, en los experimentos realizados no se observó ningún inconveniente en la operación de los convertidores de potencia, por lo que se sugiere que es posible extrapolarla el diseño de la  $\mu$ R-CD propuesta a una mayor potencia.

Por último, para completar las capacidades de la  $\mu$ R-CD propuesta, es necesario integrar a la  $\mu$ R-CD un convertidor CD-CD bidireccional para la carga y descarga de un banco de batería, el cual funcionará como el sistema de respaldo de la  $\mu$ R-CD. También se está trabajando en ampliar las capacidades del convertidor de enlace con la REP, ya que en la actualidad solo opera en el modo inversor y no como rectificador con alto factor de potencia.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Attanasio, R., Gennaro, F., & Scuderi, G., A grid tie micro inverter with reactive power control capability. In AEIT Annual Conference, IEEE, pp.1-6, 2013.
- [2] Sun, K., Zhang, L., Xing, Y., & Guerrero, J. M., A distributed control strategy based on DC bus signaling for modular photovoltaic generation systems with battery energy storage. IEEE Transactions on Power Electronics, 26(10), pp. 3032-3045, 2011.

- [3] Bae, S., & Kwasinski, A., Dynamic modeling and operation strategy for a microgrid with wind and photovoltaic resources. *IEEE Transactions on smart grid*, 3(4), pp. 1867-1876, 2012.
- [4] Dizqah, A. M., Maheri, A., Busawon, K., & Kamjoo, A., A multivariable optimal energy management strategy for standalone dc microgrids. *IEEE transactions on power systems*, 30(5), pp. 2278-2287, 2015.
- [5] Hasanien, H. M., An adaptive control strategy for low voltage ride through capability enhancement of grid-connected photovoltaic power plants. *IEEE Transactions on Power Systems*, 31(4), pp. 3230-3237, 2016.
- [6] Jin, C., Wang, P., Xiao, J., Tang, Y., & Choo, F. H., Implementation of hierarchical control in DC microgrids. *IEEE transactions on industrial electronics*, 61(8), pp. 4032-4042, 2014.
- [7] Kakigano, H., Miura, Y., & Ise, T., Distribution voltage control for dc microgrids using fuzzy control and gain-scheduling technique. *IEEE transactions on power electronics*, 28(5), pp. 2246-2258, 2013.
- [8] Morstyn, T., Hredzak, B., Demetriades, G. D., & Agelidis, V. G., Unified distributed control for DC microgrid operating modes. *IEEE Transactions on Power Systems*, 31(1), pp. 802-812, 2016.
- [9] Shadmand, M. B., & Balog, R. S., Multi-objective optimization and design of photovoltaic-wind hybrid system for community smart DC microgrid. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 5(5), pp. 2635-2643, 2014.
- [10] Zhang, L., Sun, K., Xing, Y., Feng, L., & Ge, H., A modular grid-connected photovoltaic generation system based on DC bus. *IEEE transactions on power electronics*, 26(2), pp. 523-531, 2011.
- [11] Zhang, L., Wu, T., Xing, Y., Sun, K., & Gurrero, J. M., Power control of DC microgrid using DC bus signaling. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, pp. 1926-1932, 2011.

# **SIMULADOR TRIDIMENSIONAL DE LA CINEMÁTICA DEL ROTOR DE UN AEROGENERADOR TRIPALA CON BASE EN LA CONVENCION D-H**

***Ana Patricia Matus Vicente***

Universidad del Istmo  
*patricia.matvi@gmail.com*

***Miguel Ángel Hernández López***

Universidad del Istmo  
*mahl@sangunga.unistmo.edu.mx*

***Francisco Aguilar Acevedo***

Universidad del Istmo  
*aguilar.afco@sangunga.unistmo.edu.mx*

***J. Jesús Arellano Pimentel***

Universidad del Istmo  
*jjap@sandunga.unistmo.edu.mx*

## **Resumen**

Los simuladores permiten al usuario observar e interactuar con representaciones de situaciones reales o hipotéticas a través del uso de modelos computacionales. La gran diversidad de variables y parámetros en sistemas complejos como los aerogeneradores, limita el uso de simuladores ya existentes para el caso de nuevos diseños. Una alternativa explorada para visualizar el comportamiento de estos sistemas es el uso de representaciones tridimensionales. En este artículo se presenta el modelado cinemático del rotor de un aerogenerador mediante el empleo de la convención Denavit-Hartenberg, y su aplicación en el desarrollo de simulador tridimensional del movimiento del rotor. En una medición de recursos computacionales el porcentaje utilizado por el simulador osciló entre el 12% y 13%, mientras para un software de diseño asistido por computadora fue de 14% y 16%.



**Palabras Claves:** Aerogenerador, Denavit-Hartenberg, modelo cinemático, simulación tridimensional.

## **Abstract**

*Simulators allow a user to observe and to interact with illustrations of real or hypothetical situations through computational models. The wide range of variables and parameters in these complex systems such as wind turbines restricts the use of existing simulators for new designs. The use of three-dimensional simulators is an alternative which has been explored to visualize the behavior of these systems. This article presents a kinematic model of a wind turbine rotor that uses the Denavit-Hartenberg convention and its application in the development of a three-dimensional rotor motion simulator. The measure of computational resource indicates that the simulator used between 12% and 13% of the resource, unlike the computer-aided design software which used between 14% and 16%.*

**Keywords:** Denavit-Hartenberg, kinematic model, wind turbines, 3D simulation.

## **1. Introducción**

Las simulaciones utilizan modelos para desarrollar conclusiones, que proporcionan una percepción de los elementos del mundo real que se estudian. La simulación por computadora se basa en el mismo concepto pero requiere que el modelo sea creado a través de programación [McHaney, 2009]. Por otra parte, estudios de cómo la gente reacciona a, y aprende de, mediante diversas formas de estímulos visuales sugieren que el uso de representaciones más realistas pueden ser más efectivas que el empleo de símbolos abstractos [National Research, 2011].

Los simuladores son un instrumento indispensable en el diseño de aerogeneradores [Neammanee, 2007]. Su simulación suele ser abordada mediante el uso de herramientas específicamente desarrolladas para este propósito. Algunos de estos simuladores permiten representaciones tridimensionales como es el caso de HAWC2 (*Horizontal Axis Wind turbine simulation Code 2nd generation*), el cual es un simulador destinado al cálculo de la

respuesta de aerogeneradores en el dominio del tiempo [Larsen, 2015]. Otra alternativa para la simulación de aerogeneradores es el uso de software de modelado de propósito general como Matlab®/Simulink [Singh, 2011].

En el aspecto de la implementación de representaciones bidimensionales (2D) o tridimensionales (3D) en paquetes gráficos, las transformaciones geométricas pueden usarse para describir cómo los objetos deben moverse a lo largo de una escena, durante una secuencia de animación o simplemente, para verlos desde otro ángulo [Hearn, 2006]. Una matriz de transformación se construye con operaciones (transformaciones) que relacionan los ejes de coordenadas de dos sistemas. La traslación, la rotación y el cambio de escala, la reflexión, la inclinación entre sistemas de coordenadas de referencia son transformaciones de gran utilidad. En robótica, el uso de transformaciones para el análisis de la cinemática de un manipulador de  $n$ -eslabones puede ser extremadamente complejo y la introducción de convenciones permite simplificar el análisis [Spong, 2006]. Una convención usada es la denominada Denavit-Hartenverg (D-H), en la cual cada transformación homogénea es representada como un producto de cuatro transformaciones básicas.

Así, el uso de transformaciones para el desarrollo de simuladores 3D ha sido motivo de diversos estudios. En [Medina, 2014] se presenta un simulador 3D para el control de un brazo robot de cuatro grados de libertad (gdl), cuya finalidad es apoyar el aprendizaje de estudiantes de ingeniería robótica. La interfaz implementada en Matlab® hace uso del *toolbox* de Realidad Virtual y el editor *V-Realm Builder* para presentar una representación 3D del brazo robot. El simulador puede operar solo o conectarse al brazo robot, incorporando la cinemática directa (obtenida mediante la convección D-H) e inversa, para el posicionamiento virtual y real del robot. En [Piotrowski, 2014] se describe la simulación en Matlab® del manipulador Kuka KR 16-2 de seis gdl. Un modelado mediante D-H es usado para representar el movimiento tridimensional de eslabones y uniones del robot. Cada parte del modelo gráfico 3D fue creado usando dos funciones predefinidas: cilindros y bloques. Bajo un enfoque complementario en [Gouasmi et al, 2012] se presenta el modelo y simulación de un robot planar de 2 gdl. El modelado basado

en la convención D-H es validado usando Matlab<sup>®</sup>, software en el cual se genera una simulación en diagrama de alambre. Un diseño en Solidworks<sup>®</sup> es usando para obtener los parámetros de simulación y realizar una comparativa cualitativa de las trayectorias descritas por el robot respecto al modelo en Matlab<sup>®</sup>.

En lo que respecta al empleo de transformaciones para la representación de un aerogenerador, en [Wu, 1998] se señala que estos sistemas pueden ser vistos como una cadena cinemática abierta donde la torre está rígidamente unida a la tierra (o el marco inercial) y los cuerpos superiores (o palas) son libres de moverse en el espacio. Bajo este supuesto la relación cinemática entre cuerpos vecinos puede ser establecida asignando a cada uno un sistema de referencia. Así, para describir la relación de movimiento entre componentes de un aerogenerador es posible utilizar transformaciones. Con base en lo anterior, en este artículo se presenta el desarrollo de un simulador tridimensional de la cinemática del rotor (nariz y palas) de un aerogenerador tripala, a través de un modelo desprendido de la convención Denavit-Hartenberg que es usada en robótica. Se describe el modelado y su aplicación en la representación tridimensional de cuatro elementos estructurales (torre, góndola, nariz y palas) de un aerogenerador. Una interfaz de software para la simulación del movimiento del rotor es presentada.

## **2. Métodos**

En un aerogenerador de eje horizontal tipo hélice (o con palas) se distinguen los siguientes elementos: un rotor formado por varias palas insertadas en una pieza común denominada buje/cubo/*hub*, una caja de engranes, un alternador o generador eléctrico, una góndola, y una torre de sustentación de todo el conjunto [Villarrubia, 2013].

En este trabajo, el modelado de la cinemática del rotor de un aerogenerador tripala considera al aerogenerador como un conjunto de tres cadenas cinemáticas abiertas que engloban cinco grados de libertad. Un gdl correspondiente a la torre, otro al eje del rotor y los otros tres a cada una de las palas. Para abordar el problema se planteó que las tres cadenas cinemáticas abiertas que conforman el aerogenerador compartan dos grados de libertad véase figura 1.

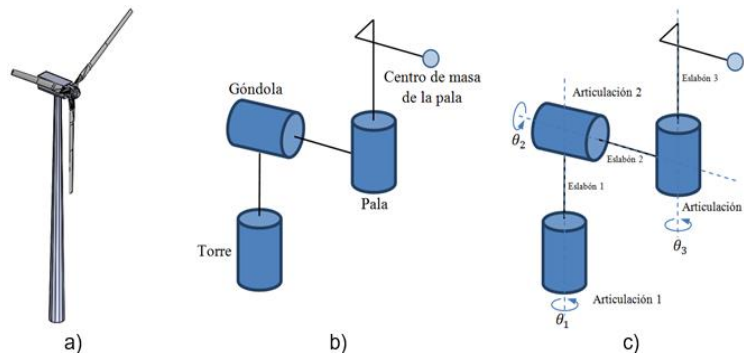


Figura 1 Cadena cinemática abierta de tres gdl.

Así, en primera instancia se realizó el análisis de una cadena de tres grados de libertad, esto es, considerando los grados de libertad asociados a la torre, al eje del rotor y a una pala. En la figura 1(b) se muestra un diagrama de alambre de este planteamiento. El centro de masas de la pala es considerado como el extremo de la cadena cinemática abierta. Enseguida en conformidad con el procedimiento descrito en [Barrientos et al, 1997], se enumeran los eslabones y las articulaciones, y se localizan los ejes de cada articulación, véase figura1(c). Siguiendo la convención D-H, se asignan los marcos de referencia como se observa en la figura 2.

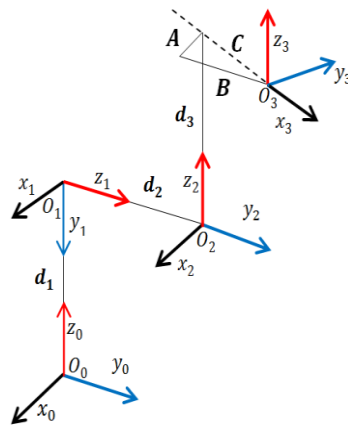


Figura 2 Asignación de marcos de referencia.

En la representación se denota la existencia de un ángulo entre los ejes  $x_2$  y  $x_3$  (producto de la rotación del sistema de referencia 3 respecto al 2 utilizando la regla de la mano derecha), cuyo valor corresponde a la ecuación 1.

$$\theta_3 \text{ inicial} = \arccos \frac{A}{C} = \arccos \frac{A}{\sqrt{A^2+B^2}} \quad (1)$$

La existencia de este ángulo inicial permite la adecuada utilización de la convención D-H para la cadena cinemática planteada y cobra relevancia a nivel de programación en la representación tridimensional del aerogenerador.

Una vez definidos los marcos de referencia se identifican los parámetros D-H para la cadena de tres grados de libertad véase tabla 1.

Tabla 1 Parámetros D-H para cadena tres grados de libertad.

$\theta_i$	$d_i$	$a_i$	$\alpha_i$
$\theta_1$	$d_1$	0	$-90^\circ$
$\theta_2$	$d_2$	0	$90^\circ$
$\theta_3$	$d_3$	C	0

Conforme a la figura 2 empleando el teorema de Pitágoras se obtiene que  $C = \sqrt{A^2 + B^2}$ , la cual es la distancia entre los sistemas de referencia  $O_2$  y  $O_3$  medido a lo largo del eje  $x_3$ .

Sustituyendo los parámetros de la tabla 1 en la expresión definida por la convención D-H se obtienen las matrices de transformación  ${}^0A_1$ ,  ${}^1A_2$  y  ${}^2A_3$ , con las que es posible calcular las matrices respecto al sistema de referencia base  ${}^0A_2$  y  ${}^0A_3$ , de forma tal que se obtienen ecuaciones 2, 3 y 4.

$${}^0A_1 = \begin{bmatrix} c_1 & 0 & -s_1 & 0 \\ s_1 & 0 & c_1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & d_1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$${}^0A_2 = {}^0A_1 {}^1A_2 = \begin{bmatrix} c_1 c_2 & -s_1 & c_1 s_2 & -d_2 s_1 \\ s_1 c_2 & c_1 & s_1 s_2 & d_2 c_1 \\ -s_2 & 0 & c_2 & d_1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$${}^0A_3 = {}^0A_2 {}^2A_3 = \begin{bmatrix} c_1 c_2 c_3 - s_1 s_3 & -c_1 c_2 s_3 - s_1 c_3 & c_1 s_2 & C c_1 c_2 c_3 - C s_1 s_3 + d_3 c_1 s_2 - d_2 s_1 \\ s_1 c_2 c_3 + c_1 s_3 & -s_1 c_2 s_3 + c_1 c_3 & s_1 s_2 & C s_1 c_2 c_3 + C c_1 s_3 + d_3 s_1 s_2 + d_2 c_1 \\ -s_2 c_3 & s_2 s_3 & c_2 & -C s_2 c_3 + d_3 c_2 + d_1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Donde  $s_i = \text{sen}(\theta_i)$ ,  $c_i = \text{cos}(\theta_i)$ , para  $i = 1, 2, 3$ .

Una vez obtenido el modelo del aerogenerador con solo una pala es posible generalizar este resultado en base a las relaciones geométricas existentes entre las palas, véase figura 3.

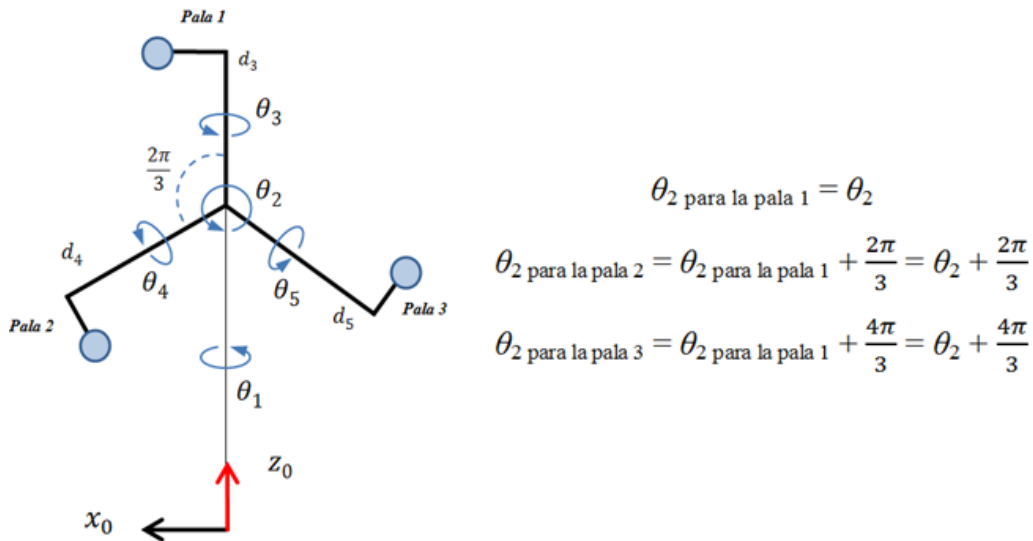


Figura 3 Relaciones geométricas entre las palas.

Considerando que las características físicas de las palas son las mismas ( $d = d_3 = d_4 = d_5$ ), es posible obtener los parámetros D-H para el sistema de cinco grados de libertad compuesto por tres cadenas cinemáticas, véase tabla 2.

Así, las matrices de transformación que representan el extremo de las dos palas restantes (2 y 3) tendrán la misma forma de la ecuación 3. Bajo las simplificaciones realizadas se tiene un modelo cinemático del rotor del aerogenerador tripala con cinco variables articulares ( $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4$  y  $\theta_5$ ), el cual es validado mediante el esquema de simulación mostrado en la siguiente sección.

Tabla 2 Parámetros D-H para cadena tres grados de libertad.

$\theta_i$			$d_i$	$a_i$	$\alpha_i$
Pala 1	Pala 2	Pala 3			
$\theta_1$			$d_1$	0	$-90^\circ$
$\theta_2$	$\theta_2 + 2\pi/3$	$\theta_2 + 4\pi/3$	$d_2$	0	$90^\circ$
$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$d$	$c$	0

### 3. Resultados

El simulador tridimensional tiene como base el dimensionamiento de un aerogenerador en el software de diseño asistido por computadora (CAD, *Computer Aided Design*) Solidworks® 2016. Las piezas del aerogenerador fueron realizadas con el detalle necesario para posteriormente obtener una representación en Matlab® del aerogenerador mediante la formación de planos (puntos unidos por líneas que forman el contorno de un plano). En este caso solo se considera el dimensionamiento de cuatro componentes del aerogenerador: la torre, la góndola, la nariz y las palas. Las medidas de los elementos corresponden a las de un aerogenerador real, con palas de 33 m de longitud y una torre de 80 m altura.

Para obtener los puntos representativos de las superficies del aerogenerador es necesario que los sistemas de referencia de las piezas (torre, góndola, nariz y palas) en Solidworks® coincidan con los del modelo cinemático planteado. En la figura 4 se ilustra el posicionamiento y orientación de los sistemas de referencia del modelo y los de cada pieza en software de CAD.

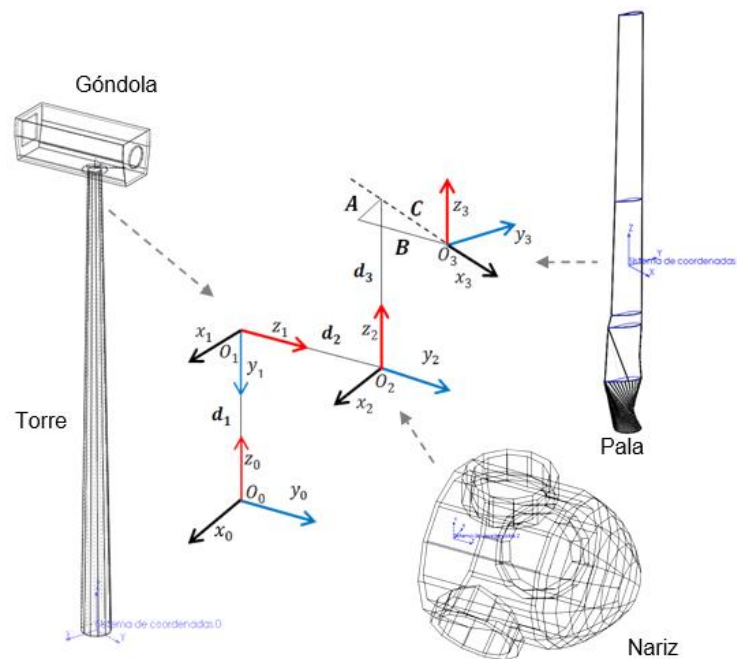


Figura 4 Sistemas de coordenadas de cada pieza y su relación con el modelo cinemático.

Una vez obtenido la totalidad de puntos representativos de cada pieza, se emplean las matrices de transformación correspondientes para obtener las coordenadas de puntos que permitirán la representación tridimensional. En la figura 5 se ejemplifican a nivel de programación cómo las coordenadas de los puntos que conforma cada pieza (en vectores de coordenadas homogéneas), son multiplicadas por su respectiva matriz de transformación para obtener los nuevos puntos respecto al sistema de referencia origen del modelo ( $x_0 y_0 z_0$ ).

En la figura 6 se muestran distintas vistas de la representación tridimensional del aerogenerador programada en Matlab®.

$$\begin{aligned}
 {}^0A_2[0 \quad 0 \quad 2.03 \quad 1]^T &= [6.3774 \quad 4.55 \quad 88.9874 \quad 1]^T \\
 {}^0A_2[0 \quad 3.08 \quad 2.03 \quad 1]^T &= [6.3774 \quad 7.63 \quad 88.9874 \quad 1]^T \\
 {}^0A_2[1.02 \quad 3.06 \quad 1.76 \quad 1]^T &= [8.7336 \quad 7.63 \quad 84.9348 \quad 1]^T \\
 {}^0A_2[1.02 \quad 0 \quad 1.76 \quad 1]^T &= [8.7336 \quad 4.55 \quad 84.9348 \quad 1]^T
 \end{aligned}$$

...

Coordenadas de puntos de la nariz respecto al sistema de referencia de la pieza

...

Puntos de la nariz respecto al sistema de referencia de origen del modelo

Figura 5 Obtención de puntos respecto al sistema de referencia origen.

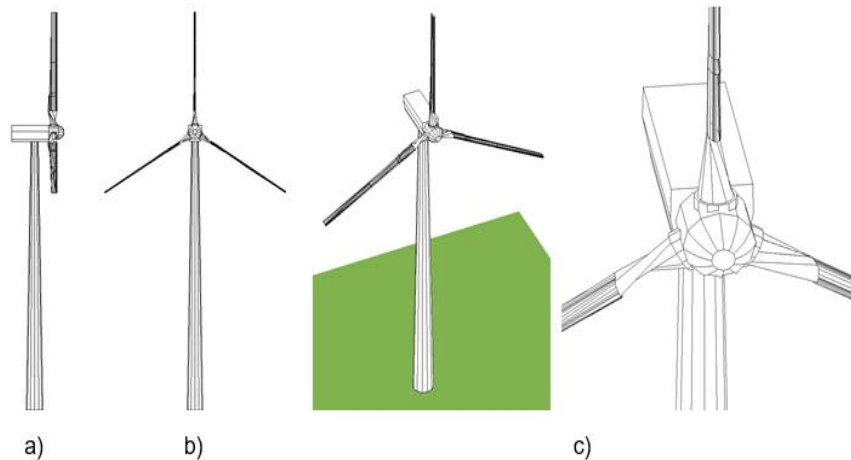


Figura 6 Vistas de la representación del aerogenerador en Matlab

En la figura 7 se presenta la identificación de los diferentes elementos de la interfaz del simulador. En la tabla 3 se describe cada elemento de la interfaz.



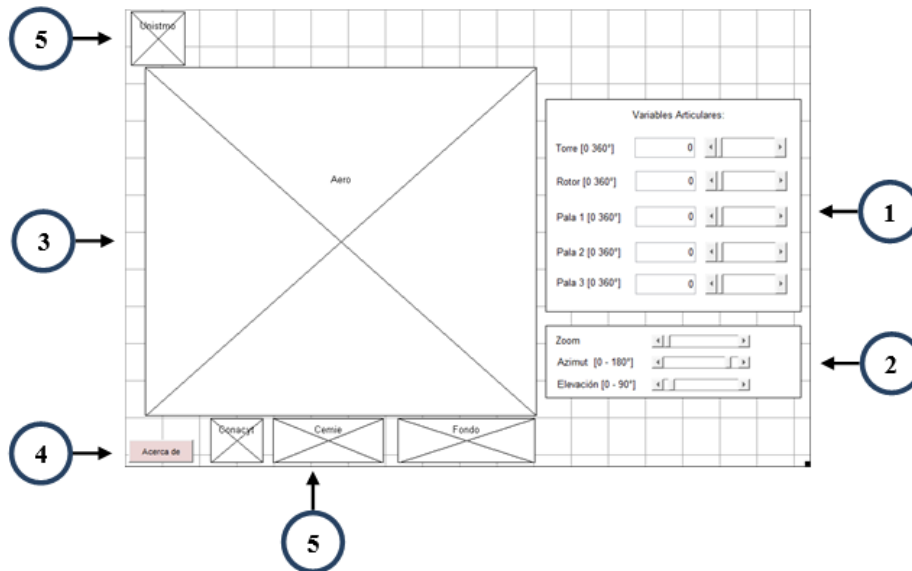


Figura 7 Identificación de elementos en la interfaz.

Tabla 3 Descripción de elementos en la interfaz.

Número	Nombre	Descripción
1	VARIABLES articulares de la cinemática directa	Mediante estos elementos el usuario puede manipular el valor de cada una de las variables articulares asociadas al modelo cinemático. Los valores son ingresados a través de las cajas de texto o manipulando las barras deslizadoras.
2	Elementos para visualización	Mediante este conjunto de barras deslizadoras es posible manipular la vista del aerogenerador, realizando acercamientos/alejamientos, rotaciones y elevaciones de la representación.
3	Visualización del aerogenerador tripala	Permite visualizar el comportamiento del aerogenerador en función de las variables articulares y los elementos de visualización.
4	Acercar de	Describe los créditos del trabajo realizado.
5	Logos	Imágenes alusivas.

En la figura 8 se muestra la interfaz en ejecución. El rango de valores de las variables articulares relacionadas con la torre, el eje del rotor y las palas va de 0° a 360°. Conforme varían los valores angulares se observa el movimiento del elemento correspondiente.

Para la estimación de los recursos computacionales del modelo en CAD y el simulador desarrollado, se ejecutó una simulación de  $t$  segundos en ambas interfaces, monitoreando el porcentaje de uso de la CPU (*Unidad Central de*

Procesamiento, Central Processing Unit) mediante el Administrador de tareas de Windows. Las mediciones se llevaron a cabo empleando una computadora Laptop marca Lenovo, con procesador Intel(R) Core (TM) i7-3610QM, memoria RAM de 8 GB, tarjeta de video NVIDIA Quadro K1000M y sistema operativo Windows 7 de 64 bits. En la figura 9 se observa la simulación en el software de CAD Solidworks® para  $t = 7$  segundos.

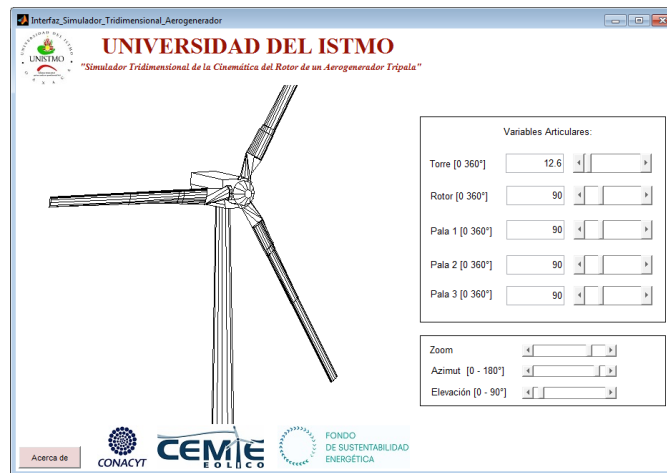


Figura 8 Interfaz en ejecución.

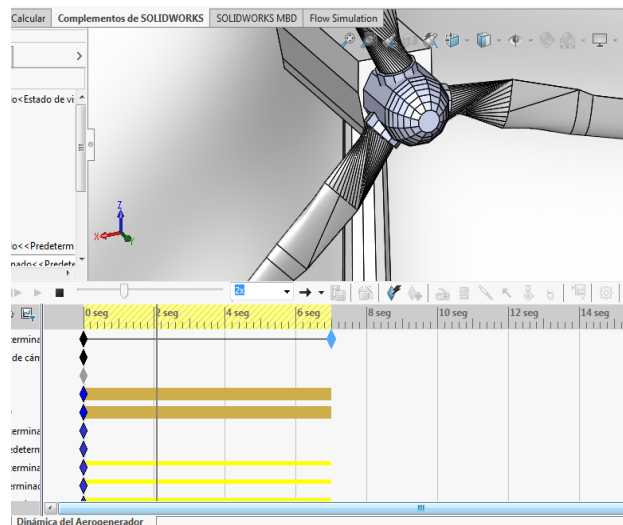


Figura 9 Simulación en Solidworks

El porcentaje de la CPU utilizado para la representación en software de CAD osciló entre el 14% y 16%. Para la interfaz desarrollada en Matlab® el porcentaje

fue de 12% y 13%, manteniéndose en promedio en 12%. Esta medición estima solamente el uso del CPU, la comparativa de similitudes del comportamiento dinámico entre ambos software se encuentra fuera de alcance de este trabajo.

#### **4. Discusión**

El desarrollo de simuladores contempla aerogeneradores con características particulares al integrar modelos con variables y parámetros específicos. Como consecuencia el uso de simuladores existentes se encuentra limitado en el caso de nuevos diseños. Las investigaciones al respecto se han centrado en mostrar mediante graficas bidimensionales los comportamientos de estos sistemas, lo que limita en muchos casos la interpretación de la dinámica de los sistemas.

El simulador tridimensional presentado emplea un modelo cinemático del rotor de un aerogenerador tripala basado en la convención D-H, que permite su adaptación en el caso de diseños propios.

En la representación en CAD de los elementos estructurales del aerogenerador (torre, góndola, nariz y palas) solo se consideran superficies planas para todas las piezas, de forma tal que puedan ser representadas adecuadamente mediante el uso de planos que conecten la nube de puntos de cada pieza, para lo cual puede ser empleado cualquier software que permita realizar gráficos tridimensionales.

Las características del software realizado hacen factible su uso como complemento didáctico para la enseñanza del comportamiento de aerogeneradores.

#### **5. Conclusiones**

En este artículo se describió el desarrollo un simulador tridimensional de la cinemática directa de un aerogenerador tripala empleando la convención Denavit-Hartenberg bajo el entorno de Matlab®.

El simulador validó el empleo de la convención Denavit-Hartenberg en la obtención de un modelo de la cinemática del rotor de un aerogenerador tripala, considerando al aerogenerador como un conjunto de tres cadenas cinemáticas abiertas con dos grados de libertad común (movimiento de la torre y eje del rotor).

En una comparativa a nivel de recursos computacionales entre el simulador desarrollado y el software de CAD, el segundo presentó mayores porcentajes de uso del CPU, otorgando un valor agregado al trabajo desarrollado.

Como trabajos complementarios se sugieren: exportar la metodología empleada para la representación tridimensional del aerogenerador a una plataforma libre, empleando herramientas como OpenGL; incrementar las prestaciones de la interfaz en función de la aplicación de pruebas de usabilidad; y validar o refutar el uso de la interfaz como una herramienta didáctica.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Barrientos, A, & Peñín, L. F., Balaguer, C., & Aracil, R., Fundamentos de robótica, McGraw-Hill, Madrid, España. 1997.
- [2] Gouasmi, M., Ouali, M., Fernini, B., & Meghatria M., Kinematic modelling and simulation of a 2-R robot using solidworks and verification by Matlab/Simulink, *International Journal of Advanced Robotic Systems*, 9(6), pp. 245. 2012.
- [3] Hearn, D., & Baker M., Gráficos por computadora con OpenGL (3a ed.). Pearson Educación, Madrid, España, 2006.
- [4] Larsen, T. J., & Hansen, A. M. How 2 HAWC2, the user's manual (ver. 4.6). Risø National Laboratory, Roskilde, Denmark, 2015.
- [5] McHaney R., Understanding computer simulation, Bookboon, London, 2009.
- [6] Medina, J., Villafuerte, R., & Mejía, E., Simulador 3D para brazo robot de 4 grados de libertad, *Revista Iberoamericana para la Investigación y el Desarrollo Educativo*, 12, pp. 1-19, 2014.
- [7] National Research Council, Learning science through computer games and simulations, National Academies Press, Washington, DC, 2011.
- [8] Villarrubia, M., Ingeniería de la energía eólica, Alfaomega, Barcelona, España, 2013.
- [9] Neammanee, B., Sirisumrannukul, S., & Chatratana, S., Development of a wind turbine simulator for wind generator testing, *International Energy Journal*, Volume 8, Issue 1, pp. 21-28, 2007.

- [10] Piotrowski, N., & Barylski, A., Modelling a 6-DOF manipulator using Matlab software, *Archives of Mechanical Technology and Automation*, 34(3), pp. 45-55, 2014.
- [11] Singh, M., & Santoso, S. Dynamic models for wind turbines and wind power plants (NREL/SR-5500-52780), National Renewable Energy Laboratory. Golden, CO, 2011.
- [12] Spong, M., Hutchinson, S., & Vidyasagar, M., Robot modeling and control (vol. 3), Wiley, New York, 2006.
- [13] Wu, K. C., An approach to the development and analysis of wind turbine control algorithms (No. SAND-98-0668), Sandia National Labs. Albuquerque, NM., 1998.

# **SISTEMA DE EVALUACIÓN POR COMPETENCIAS INTEGRADO A UNA PLATAFORMA EDUCATIVA INSTITUCIONAL**

***Víctor Hugo Medina Sandoval***

Universidad de Colima  
*vmedina@uacol.mx*

***Arturo García Nevares***

Universidad de Colima  
*narturo@uacol.mx*

***Miguel Ángel Rodríguez Ortiz***

Universidad de Colima  
*maro@uacol.mx*

## **Resumen**

El presente trabajo se enfoca en medir la usabilidad y grado de aceptación de un sistema informático, que permite a profesores de nivel medio superior de la Universidad de Colima, evaluar por competencias las tareas entregadas por sus alumnos, para la obtención automática de calificaciones. Se realizaron pruebas con ayuda de profesores y se aplicaron los instrumentos: Escala de Usabilidad de Sistemas (SUS) y Modelo de Aceptación de Tecnología (TAM). A partir de estos instrumentos, se determinó un muy buen grado de aceptación del sistema y un alto grado de usabilidad. Además, se observó la interacción de los usuarios con la interfaz durante las pruebas, y se realizaron entrevistas finales posteriores a las mismas. Como resultado, se detectaron áreas de oportunidad y fortalezas del sistema, las cuales se describen en este artículo.

**Palabras Claves:** Competencias, evaluación, usabilidad, plataforma educativa.

## **Abstract**

*The present work focuses on measuring the usability and degree of acceptance*

*of a computer system, which allows High School teachers at the University of Colima to evaluate by competences the delivered homeworks by their students to get automatic grades. Tests were carried out with the help of teachers and the following instruments were applied: System Usability Scale (SUS) and Technology Acceptance Model (TAM). From these instruments, a very good degree of acceptance of the system and a high degree of usability were determined. In addition, the interaction of users with the interface during the tests was observed, and subsequent final interviews were conducted. As a result, areas of opportunity and system strengths were identified, which are described in this article.*

**Keywords:** *Competence, educative platform, evaluation, usability.*

## **1. Introducción**

Los planes y programas de estudio de la Universidad de Colima en el nivel medio superior están orientados a evaluar por competencias, dado que en 31 de sus 33 planteles educativos han obtenido un pronunciamiento favorable del Padrón de Buena Calidad del Sistema Nacional de Educación Media Superior (PBC-SINEMS) [COPEEMS, 2017] y han ingresado al Sistema Nacional de Bachillerato (SNB) [SNB, 2017]. Esto implica que cada asignatura en su programa especifica las competencias con las cuales el docente debe evaluar a sus alumnos; las cuales son distintas dependiendo de la asignatura. Las competencias y atributos son aspectos que el docente debe tomar en cuenta al evaluar cada actividad de aprendizaje. Estas competencias están divididas en dos categorías: disciplinares y genéricas. Por ejemplo: para la asignatura llamada “Tecnologías de Información I” de la cual se muestra un fragmento de su programa en la figura 1, se observa la competencia genérica número 4 y sus dos atributos, el 4.1 y 4.5, además de la competencia disciplinar básica 12 [DGEMS, 2013].

Al revisar el programa completo de la asignatura antes mencionada, se contemplan tres unidades, cada unidad cuenta con seis o siete actividades de aprendizaje, cuya evaluación se realiza con seis atributos de cinco competencias. En base a lo anterior, la evaluación por competencias implica gran inversión de tiempo, dado que se realiza por cada actividad entregada por cada alumno.

Unidad	Unidad de competencia a desarrollar	Competencia genérica y atributos	Competencias disciplinares básicas	Requerimientos de información
1	Opera las funciones de uso común de un sistema operativo para administrar información personal y escolar, tras conocer el funcionamiento básico de una computadora, y aplica los procedimientos correspondientes para garantizar la seguridad de información.	4. Escucha, interpreta y emite mensajes pertinentes en distintos contextos mediante la utilización de medios, códigos y herramientas apropiados. 4.1 Expresa ideas y conceptos mediante representaciones lingüísticas, matemáticas o gráficas. 4.5 Maneja las tecnologías de la información y la comunicación para obtener información y expresar ideas.	12. Utiliza las tecnologías de la información y comunicación para investigar, resolver problemas, producir materiales y transmitir información.	1. La computadora como Sistema • Tipos de computadoras • Equipo (Hardware) 2. Funcionamiento Básico de una computadora. • Elementos de una Computadora • Clasificación de los dispositivos • Tipos de computadoras 3. Estructura Lógica de una Computadora • Software • Clasificación de Programas de Software. • Programas del Sistema. • Programas de Desarrollo. • Programas de Aplicación. 4. Entorno de trabajo del Sistema operativo de ambiente gráfico • Introducción a Windows • Elementos de Windows • El escritorio de Windows (papel tapiz y protector de pantalla)

Figura 1 Competencias y atributos.

En escenarios donde el docente atiende grupos de aproximadamente cincuenta estudiantes, se vuelve una labor demandante. Por lo cual la propia Dirección General de Educación Media Superior puso a disposición de sus docentes un formato en Excel, que se muestra en la figura 2 para apoyar el proceso de captura y generación de calificaciones. Para usarlo debe personalizarse con las competencias de cada asignatura, realizar una copia de este formato de Excel por cada unidad de aprendizaje y cada copia contener una pestaña para agrupar las evidencias entregadas por los alumnos [DGEMS, 2016].

Este formato de Excel, aunque soluciona la necesidad de los docentes y los apoya a evaluar por competencias, se continúa con la búsqueda de nuevas opciones que permitan hacer más fácil y rápido este proceso de evaluación. Por su parte, la Universidad de Colima en 2001 inició el desarrollo de la Plataforma para Educación a Distancia, llamada Educ. Esta implementación surge por iniciativa del Programa de Integración Tecnológica al incorporar una línea de acción donde propone el desarrollo de la plataforma. En sus inicios, se realizaron diplomados y cursos independientes. También se firmaron convenios para que otras instituciones educativas del país que lo utilizaran; donde a cambio se obtenía retroalimentación como resultado de su uso [CEUPROMED, 2012]. Esta



plataforma incluye herramientas para trabajo en línea como: foros de discusión, repositorio de enlaces a otros sitios de Internet, materiales de estudio, actividades y portafolio para recibir tareas. Entonces, al ser utilizada por docentes de la institución como apoyo a sus clases presenciales, ser el lugar donde reciben las tareas de sus alumnos y donde califican de modo tradicional e incluso dan retroalimentación, se decidió implementar el sistema de evaluación de tareas por competencias, convirtiéndose en un nuevo módulo de la plataforma Educ como se muestra en la figura 3 [Educ, 2016].

UNIVERSIDAD DE Celaya										EDUCACIÓN CON RESPONSABILIDAD SOCIAL		
Evidencia 1		Reporte con respuestas breves		CG%	5	Factor CG	0.5	Sem/grupo		Tecnología de la información I		
Valor		2		CD%	5	Factor CD	0.5	Evaluación		Unidad II		
No. de cuenta	Nombre del estudiante o de la estudiante	Atributos Comp. Genéricas			Promedio Genéricas	Calificación Genéricas	Competencias Disciplinarias			Promedio Disciplinar	Calificación Disciplinar	Puntos
		1.6	4.1	4.5			CO3	CO9	CO12			
11					0.00	0.00				0.00	0.00	0.00
12					0.00	0.00				0.00	0.00	0.00
13					0.00	0.00				0.00	0.00	0.00
14					0.00	0.00				0.00	0.00	0.00
15					0.00	0.00				0.00	0.00	0.00
16					0.00	0.00				0.00	0.00	0.00
17					0.00	0.00				0.00	0.00	0.00
18					0.00	0.00				0.00	0.00	0.00
19					0.00	0.00				0.00	0.00	0.00
20					0.00	0.00				0.00	0.00	0.00
21					0.00	0.00				0.00	0.00	0.00
22					0.00	0.00				0.00	0.00	0.00
23					0.00	0.00				0.00	0.00	0.00
24					0.00	0.00				0.00	0.00	0.00
25					0.00	0.00				0.00	0.00	0.00
26					0.00	0.00				0.00	0.00	0.00
27					0.00	0.00				0.00	0.00	0.00
28					0.00	0.00				0.00	0.00	0.00
29					0.00	0.00				0.00	0.00	0.00
30					0.00	0.00				0.00	0.00	0.00

Figura 2 Formato de Excel para evaluación por competencias.

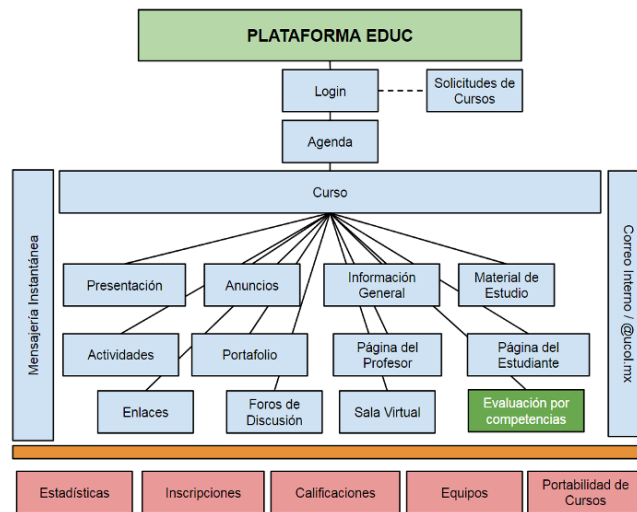


Figura 3 Plataforma Educ.

## 2. Métodos

Se realizó la implementación del módulo de evaluación por competencias en la plataforma Educ y a continuación se especifican las actividades realizadas durante el proceso:

- Se realizó un primer acercamiento con docentes de nivel medio superior elegidos al azar, contemplando que fueran usuarios de la plataforma Educ. Se les cuestionó sobre el proceso de evaluación por competencias y cómo lo llevaban a cabo en la práctica.
- Se realizó un análisis en conjunto con docentes de nivel medio superior con experiencia en tecnología y que estuvieran interesados en apoyar la iniciativa, para recabar las necesidades base y específicas.
- Se diagramó el flujo de trabajo para tener la visión completa del proceso y sus procedimientos, que se muestra en la figura 4.

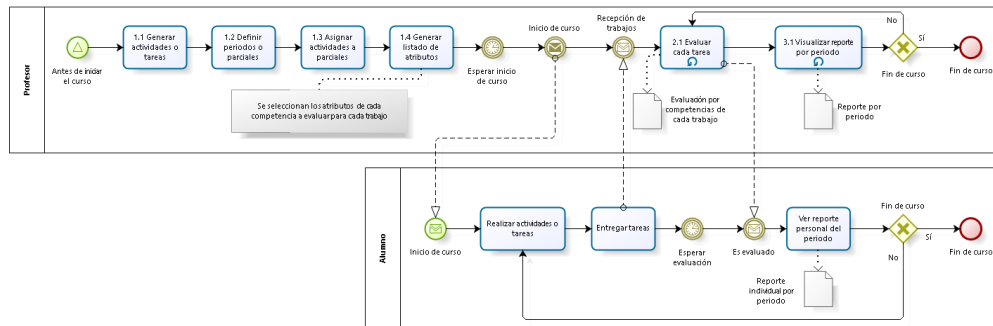


Figura 4 Flujo del proceso dentro de la plataforma.

- Se propuso la implementación del sistema de evaluación por competencias agregado a la plataforma como un módulo adicional.
- Inició la fase de implementación desde el diseño, desarrollo y liberación del sistema.
- Se realizaron reuniones con docentes de nivel medio superior para mostrar avances y confirmar detalles de funcionalidad hasta tener una versión terminada.
- Se convocaron a usuarios para realizar pruebas de usabilidad y aceptación de las cuales se reportan resultados en este trabajo.

En la fase de desarrollo se utilizó una metodología ágil en donde cada componente terminado se sometía a revisión de docentes de Educación Media Superior y clientes potenciales; los cuales daban retroalimentación para corrección de errores y cumplimiento de especificaciones.

Respecto a la arquitectura del sistema, se utilizaron tecnologías equivalentes con las que cuenta actualmente la Plataforma Educ, dado que favorece su fácil integración y evita requerir hardware o software adicional. El lenguaje utilizado es PHP mezclado con código JavaScript y JQuery del lado del cliente. Adicionalmente se usaron hojas de estilo para la apariencia y el framework Bootstrap para tener una interfaz visible adecuadamente en computadoras y dispositivos móviles. Por último, la información está almacenada en bases de datos de MySQL y el servidor Web trabaja bajo Apache en sistema operativo Ubuntu Server como se ilustra en la figura 5.

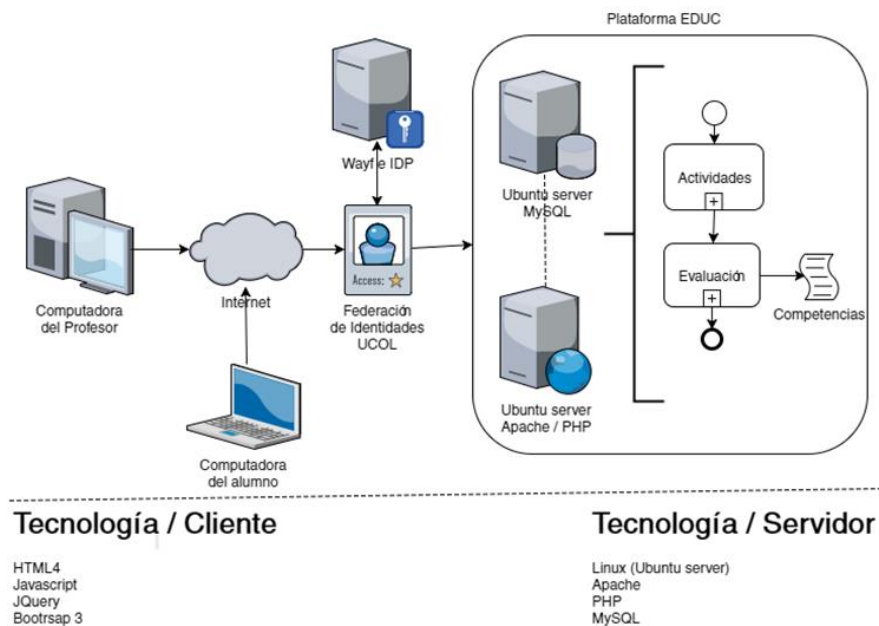


Figura 5 Arquitectura del sistema.

La funcionalidad del módulo se representa con el diagrama de la figura 5 y además se describe el flujo con los siguientes puntos:

- El docente, diseña y publica las actividades que los alumnos deberán cumplir durante la asignatura.

- El docente define los periodos o parciales en las que está compuesta la asignatura, normalmente se consideran tres periodos de evaluación.
- El docente relaciona o agrupa cada actividad con un periodo.
- Tomando en cuenta el programa de estudio de la asignatura, el docente agrega los atributos de las competencias que corresponden a su asignatura para generar el listado de aspectos a evaluar.
- Después de haber iniciado clases, los alumnos realizan las actividades de aprendizaje y entregan tareas por medio de la plataforma.
- El docente evalúa en línea cada tarea de los alumnos con el listado de aspectos elegidos del punto 4.
- Al finalizar el periodo el docente visualiza el reporte de calificaciones, donde tiene los resultados generados automáticamente.
- El alumno también puede revisar sus calificaciones por cada tarea entregada y promedios finales por medio de la plataforma.

Parte vital de este módulo de evaluación es la revisión de tareas por parte del docente, por lo cual se muestra esta interfaz incorporada a la plataforma Educ en la figura 6. El docente evalúa tareas en línea y cuenta al mismo tiempo con los aspectos a evaluar. De manera ágil puede asignar calificación por aspecto y continuar con la siguiente tarea de otro alumno hasta terminar.

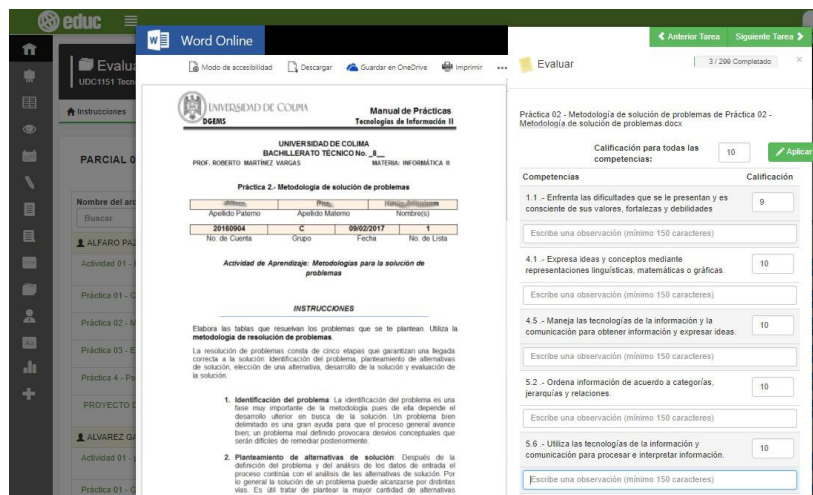


Figura 6 Interfaz de evaluación por competencias del módulo.

Después de que el profesor terminó de evaluar las tareas entregadas en determinado periodo, parte transcendental es obtener las calificaciones de los alumnos, figura 7.

Este reporte obtiene el promedio de calificación por cada competencia.

Buscar por usuario

**PARCIAL 01**

Alumno	1.1	4.1	4.5	5.2	5.6	Promedio CG	CD 12 COM	Promedio CD	Promedio Final	Nivel de logro
JUAN EDUARDO	9.2	8.8	8.8	9.7	9.7	9.2	9.5	9.5	9.3	Competente
RAMON HUMBERTO	5.5	5.3	5.3	6.2	6.2	5.7	6	6	5.8	No competente
JAN MAXIMILIANO	8	7.7	7.8	8.2	8.2	8	8.2	8.2	8.1	Competente
MAURO SAUL	2.5	2.5	2.7	2.8	3	2.7	3	3	2.9	No competente
JOSE DE JESUS	6	5.7	5.8	6.3	6.3	6	6.3	6.3	6.2	Suficiente
KARLA LIZBETH	7.2	7.3	7.7	7.8	7.7	7.5	7.7	7.7	7.6	Suficiente
JAZMIN ALEJANDRA	5.8	6	6	6.2	6.2	6	6.2	6.2	6.1	Suficiente
ZARA	6	6.2	6.2	6.5	6.3	6.2	6.3	6.3	6.3	Suficiente

Figura 7 Reporte de resultados de evaluación por competencias.

El docente puede visualizar las calificaciones y dejar de preocuparse por cálculos aritméticos y se enfoca únicamente en evaluar los trabajos entregados por los alumnos. Adicionalmente el módulo tiene otras funcionalidades, por ejemplo, puede descargar el reporte de las calificaciones en Excel para trabajarlas de manera local en su computadora. Asimismo, genera gráficas por competencia, lo cual permite al docente monitorear por periodo de evaluación el desempeño de sus alumnos.

### 3. Resultados

Para la evaluación del sistema diseñado, se abordaron a cinco profesores de la Universidad de Colima, lo cual es considerado un tamaño adecuado de muestra para pruebas de esta naturaleza [Nielsen, 2000]. Se aplicó un cuestionario de preprueba con el objetivo principal de analizar las características de los usuarios participantes en la aplicación de pruebas de usabilidad para el prototipo de Evaluación por competencias en la Plataforma Educ.

Al analizar el cuestionario de preprueba, los resultados fueron los siguientes:

- La muestra está formada por colaboradores de la Universidad de Colima, de los cuales el 60% son hombres y el 40% restante mujeres, ambos

grupos entre los 24 y 37 años de edad, sus perfiles son los siguientes: dos pedagogos con perfil administrativo y tres profesores activos de nivel medio superior.

- El 100% de los profesores expresaron que utilizan un formato de Excel para evaluar por competencias y no han utilizado ningún software especializado o hecho a la medida.
- El 80% de los profesores evalúan cada semana y 20% restante hasta el momento del período de evaluación.

Para medir la aceptación, la percepción de utilidad y facilidad de uso del software, se realizaron las pruebas de usabilidad correspondientes con el módulo de evaluación por competencias implementado dentro de la plataforma Educ. Estas mediciones se realizaron a través de los instrumentos: Escala de Usabilidad de Sistemas (SUS) y Modelo de Aceptación de Tecnología (TAM), además de hacer uso de la herramienta de observación durante las pruebas con los usuarios, así como entrevistas finales al término de las pruebas. Los resultados de estos instrumentos se presentan a continuación.

Para medir la aceptación del sistema propuesto se utilizó el Modelo de Aceptación de la Tecnología (TAM). El propósito del TAM es explicar las causas de la aceptación de la tecnología por parte del usuario [Ahumada, 2013]. Además, propone que la percepción de utilidad y facilidad de uso del usuario en un sistema de información son concluyentes para determinar su intención de utilizar el módulo de evaluación en sus planteles educativos.

Los usuarios participantes fueron invitados de manera aleatoria tomando en cuenta la propia disponibilidad de tiempos y espacios para realizar esta prueba; pero cuidando que estuvieran relacionados de manera directa o indirecta con la evaluación por competencias.

#### **4. Discusión**

Tomando en cuenta las respuestas al instrumento aplicado, los resultados que arrojaron las pruebas TAM fueron los siguientes:

- La figura 8 muestra que los participantes otorgaron puntajes que revelan una percepción de facilidad de uso del módulo, lo que indica una percepción de facilidad de uso favorable. Existe una ausencia de percepciones negativas, lo que refuerza la conclusión positiva respecto de la facilidad de uso.

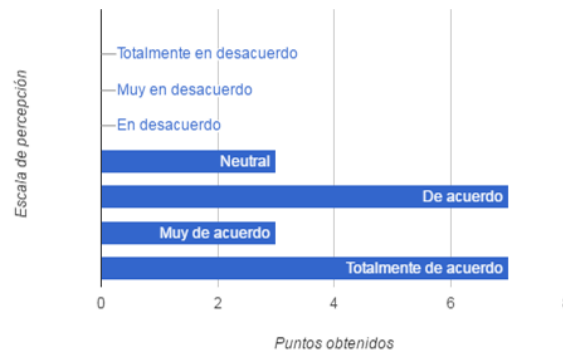


Figura 8 Percepción de facilidad de uso.

- La figura 9 muestra una percepción de utilidad del módulo favorable. La mayoría de los participantes se orienta en el rango que va de “De acuerdo” a “Totalmente de acuerdo” en términos de percepción de utilidad, mientras que la minoría adopta una postura neutral o de desacuerdo.

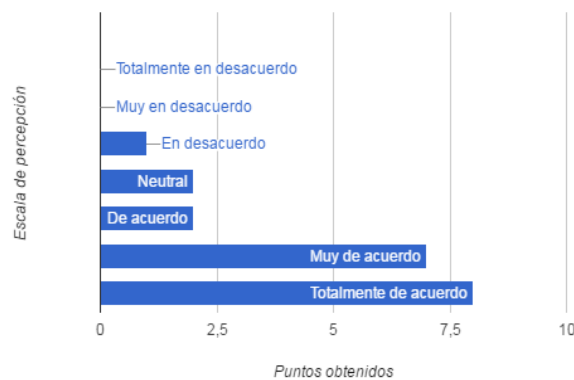


Figura 9 Percepción de utilidad.

- La figura 10 revela una experiencia de usuario favorable, puesto que la mayoría de los participantes presentaron una actitud positiva hacia el uso del módulo como ayuda al proceso de evaluación de competencias.

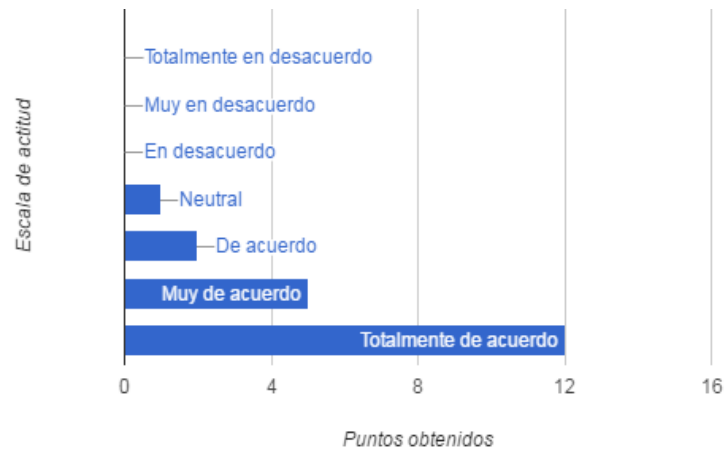


Figura 10 Actitud hacia el uso del software.

- La figura 11 revela que los participantes en su mayoría están interesados en convertirse en usuarios de este prototipo convertido en un nuevo módulo. Esto concuerda con los resultados anteriores de percepción de utilidad y uso.

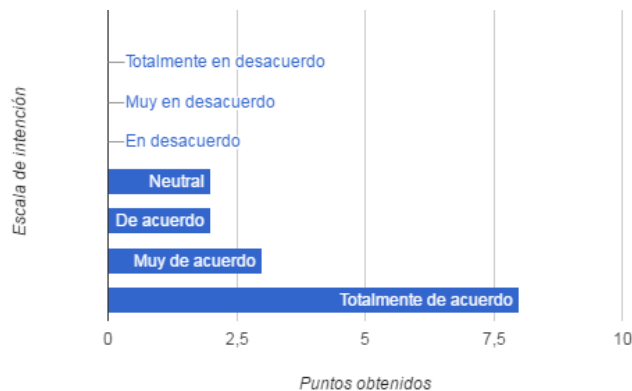


Figura 11 Intención de uso.

La Escala de la Usabilidad del Sistema (SUS por sus siglas en inglés) ha demostrado dar un valor confiable y simple para determinar qué tan usable es un sistema de acuerdo con la perspectiva del usuario que la utiliza [Brooke, 1996].

El usuario contesta el cuestionario SUS después de haber interactuado con el prototipo, cabe mencionar que para que este instrumento arroje los resultados correctos, los usuarios no debieron de haber interactuado con la interfaz a evaluar en ocasiones anteriores a la que se evalúa; así tampoco haber realizado el reporte



de resultados sobre la prueba.

De cada cuestionario que se aplicó, se tiene una escala de resultados que va de 0 (nula usabilidad) a 100 (muy alta usabilidad).

El promedio de los cuestionarios aplicados para la evaluación del módulo de evaluación por competencias fue de 85 puntos por lo que de acuerdo a la teoría [Sauro, 2011] puede ser considerado como muy alta usabilidad.

En la figura 12 se puede encontrar la distribución de frecuencias, en las cuales podemos observar que el 20% de los usuarios calificaron la interfaz con un valor menor a 70 puntos, el 80% de los usuarios calificaron la interfaz con un valor entre 71 y 90. Estos resultados indican que el prototipo tiene usabilidad adecuada, dado que está por encima de los 68 puntos [Bangor, 2009].

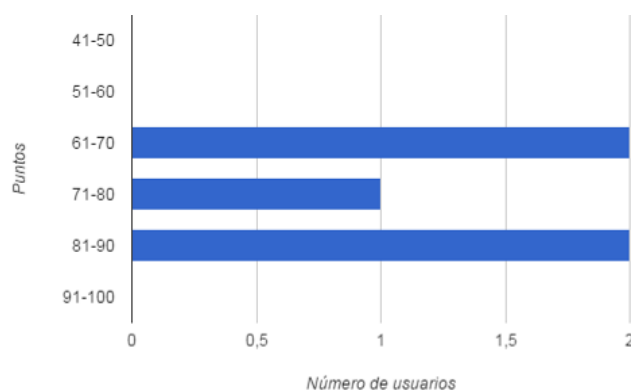


Figura 12 Resultados de SUS.

## 5. Conclusiones

Al haber analizado los videos de referencia, las fotografías, anotaciones de los observadores y comentarios mencionados se encontraron áreas de oportunidad y fortalezas que mencionaremos a continuación:

Áreas de oportunidad

- Reubicar opción del módulo principal porque el usuario tardaba en ubicarla
- Agrupar tareas de los alumnos por periodo para facilitar su organización
- Mejorar la usabilidad en el apartado de asignación de actividades a los periodos
- Generar bloques de ayuda que apoyen al usuario al uso del sistema

- Mejorar los menús de navegación, de manera que lleve paso a paso al usuario
- Agregar colores a los menús para que se identifiquen con mayor rapidez
- Fortalezas
- Solución integral porque conforma repositorio de tareas y evaluación por competencias en un solo lugar; lo cual facilita el proceso
- Facilita la obtención de resultados finales automáticos

Lo anterior mostró el desempeño del módulo de evaluaciones por competencias integrado al Sistema para la gestión del aprendizaje en línea de la Universidad de Colima. Se puede concluir que, con base en la Escala de Usabilidad de Sistemas (SUS), se tiene una interfaz con muy alta usabilidad. Asimismo, la prueba TAM permitió observar un alto grado de aceptación de la tecnología, por lo cual existe una alta posibilidad de que se utilice por más docentes de nivel media superior de la institución. Basados en esto, se tienen consideradas como trabajo futuro dos cuestiones primordiales: la primera, que se importen de manera automática las competencias de cada materia para que el profesor no tenga que elegir las de una por una. La segunda, se refiere a que la publicación de calificaciones finales al sistema de control escolar institucional sea automática o semiautomática.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Ahumada, A. C., Santana, P. C., Muro B. P., Juárez C. U., & Prieto C. G., EDUC vs Moodle: Comparando la Experiencia de Usuario en la Educación a Distancia de la Universidad de Colima. *Revista de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación*, pp. 23-28, 2013.
- [2] COPEEMS, Planteles que han obtenido pronunciamiento favorable del Padrón de Buena Calidad del Sistema Nacional de Educación Media Superior (PBC-SiNEMS). Consejo para la evaluación de la educación del tipo medio superior, 2017: <http://www.copeems.mx/planteles/planteles-miembros-del-snb>, Accedido el 17 ago. 2017.
- [3] Bangor A., Kortum P., Miller J. Determining What Individual SUS Scores

- Mean: Adding an Adjective Rating Scale, *Journal of Usability Studies*, pp. 114-123, 2009.
- [4] Brooke, J., Jordan, "SUS: a "quick and dirty" usability scale", en P. and McClelland, I., *Usability evaluation in industry*. 1st ed. London: Taylor & Francis, 189-194, 1996
- [5] CEUPROMED, Informe de Actividades 2012. Universidad de Colima, 2012, <http://portal.ucol.mx/content/micrositios/186/file/informes2012/dependencias/CEUPROMED.pdf>, Accedido el 17 ago. 2017.
- [6] DGEMS, Mapa curricular de Bachillerato General. Programa de estudios Tecnologías de Información I. 1ra Ed. [ebook] Colima: Universidad de Colima DGEMS, pp.1-15, 2013: [http://dgems.ucol.mx/planes/archivos/A1\\_28.pdf](http://dgems.ucol.mx/planes/archivos/A1_28.pdf), Accedido el 6 jun. 2017.
- [7] DGEMS, Repositorio de secuencias Didácticas, 2016: <http://portal.ucol.mx/dgems/Instrumento.htm#Instrumento>, Accedido el 06- Jun- 2017.
- [8] Dirección General de Educación Media Superior. Sistema Nacional de Bachillerato (SNB), Universidad de Colima, 2017: <http://portal.ucol.mx/dgems/snb.htm>, Accedido el 6 jun. 2017.
- [9] Educ, Sistema para la gestión del aprendizaje en línea, 2016: <http://www.educenlinea.com>, Accedido el 6 jun. 2017.
- [10] Nielsen, J., Why You Only Need to Test with 5 Users, Nielsen Norman Group, 2000: <https://www.nngroup.com/articles/why-you-only-need-to-test-with-5-users/>, Accedido el 6 jun. 2017.
- [11] Sauro, J., Measuring Usability With The System Usability Scale (SUS), [Online]. MeasuringU, 2011: <https://measuringu.com/sus/>. Accedido el 06-Jun- 2017.

# **INSTRUMENTACIÓN Y MONITOREO POR RED INALÁMBRICA DE SENSORES MEDIANTE XBEE PARA UN PROCESO DE POLIMERIZACIÓN**

***Cristian Mena Saucedo***

Universidad Autónoma de Tlaxcala

*brian.m.g@ieee.org*

***Brian Manuel González Contreras***

Universidad Autónoma de Tlaxcala

*brian.m.g@ieee.org*

***Miguel Ángel Munive Rojas***

Universidad Autónoma de Tlaxcala

*brian.m.g@ieee.org*

***Fermín Martínez Solís***

Universidad Juárez Autónoma de Tabasco

*brian.m.g@ieee.org*

## **Resumen**

Se presenta un método para incorporar sensores inalámbricos a un proceso de reacción ubicado en el laboratorio de procesos unitarios de la Facultad de Ingeniería y Tecnología de la UATx. El objetivo es implementar una red inalámbrica para monitorear y controlar la temperatura de reacción de un reactor tipo batch que se emplea para hacer polimerizaciones en emulsión. Con ello se contribuye a mostrar los beneficios y facilidad de implementación de redes de sensores inalámbricas. Se utiliza el protocolo de red inalámbrica ZigBee a través de módulos XBee, y una tarjeta Arduino, que se encarga de la adquisición y acondicionamiento de los datos provenientes de los sensores. El sistema de monitoreo incluye una interfaz hombre-máquina realizada en LabVIEW e implementada en una computadora que sirve como control maestro, pues ejecuta

un algoritmo para la programación y uso de sistema de sensado, así el usuario interactúa con el sistema para la configuración de valores de medición y otros parámetros de supervisión. Cada uno de los sensores utilizados fueron caracterizados y probados de forma independiente para validar los resultados de monitoreo obtenidos, los cuales son satisfactorios pues la supervisión del proceso es similar a la obtenida de forma alambrada.

**Palabras Claves:** Adquisición de datos, Arduino, monitoreo, redes inalámbricas, XBee, ZigBee.

## **Abstract**

*In this work, a method for incorporating wireless sensor instrumentation for a reaction process located at the UAT's unitary process laboratory is presented. The aim is to develop the instrumentation for monitoring the reaction temperature control of a batch reactor used to perform emulsion polymerization. The proposed monitoring system employs the ZigBee wireless network protocol through XBee modules, and an Arduino microcontroller-based card, being the technology charged of data management and automation coming from sensors. The monitoring system includes a human-machine interface developed in LabVIEW which is included in a PC used as a master supervisory module. Microcontroller interface has analog inputs and outputs, wireless sensor coordinator communication (by ZigBee), which communicates with the wireless modules connecting remote sensors. Each sensor was previously characterized and tested independently to validate obtained monitoring results, which are satisfactory.*

**Keywords:** *Arduino, data acquisition, monitoring, wireless sensor networks, XBee, ZigBee.*

## **1. Introducción**

En algunas aplicaciones de control el uso de cables podría ser un problema por diferentes razones [Robert, 2010]: pérdidas de potencia por calor; ruido inductivo/capacitivo; dificultad para el tendido de cables, conexiones difíciles; inaccesibilidad y costos; entre otros. Estos inconvenientes también se presentan

en actividades de monitoreo ambiental, así como en distribución de energía [Batista, 2013], especialmente en las denominadas redes inteligentes de distribución eléctrica (así como las micro-redes), en donde se requiere del intercambio de información para saber la forma en que se encuentra la red eléctrica, tanto en consumo como en inyección de energía por parte de aquellos usuarios que tienen instalaciones fotovoltaicas locales, principalmente. Para evitar los inconvenientes previamente citados, se hace uso de redes de sensores, en donde se incorporan dispositivos que realizan tareas de sensado, procesamiento y comunicación, manteniendo comunicación entre ellos de forma inalámbrica. Varias tecnologías se han desarrollado para impulsar las redes de sensores, sin embargo, Zigbee ha emergido como la líder en el área, en donde los dispositivos XBee se han destacado. Lo anterior es debido a que permite realizar comunicación inalámbrica de baja potencia, baja transferencia de datos con larga duración en las baterías (se estima que un par de pilas AA tiene una duración de 2 a 3 años sin recambio), debido a que cuenta con un modo de hibernación cíclico [Robert, 2010], [Batista, 2013]. Debido a lo anterior, en este trabajo se expone una propuesta de implementación de red inalámbrica mediante el uso de tecnologías inalámbricas de bajo costo usando la red ZigBee. El objetivo es proponer una metodología de desarrollo de una red inalámbrica sencilla aplicada a un proceso tipo batch existente pero alambrado, para el monitoreo de un reactor tipo batch que se emplea para hacer polimerizaciones en emulsión. La finalidad es realizar el monitoreo de variables de interés para el control dentro de una red local para la supervisión en línea y en tiempo real del proceso. El proceso se encuentra ubicado en el laboratorio de procesos unitarios de la FCBIT de la UATx. En esta propuesta se emplean módulos XBee, cada módulo se encarga de realizar comunicación inalámbrica a través del protocolo ZigBee [ZigBee, 2017]. Cada módulo tiene un intervalo de transmisión entre los 100 y 120 metros (XBee regular) a espacio abierto, dependiendo de su serie y modelo. Actualmente se encuentran disponibles el modelo regular y el pro (mayor intervalo de transmisión), cada uno de ellos tiene dos series: serie 1 y serie 2 [Batista, 2013]. En este proyecto, se usaron cuatro XBee regulares serie 2. El trabajo contribuye en

mostrar y promover el uso de estas tecnologías inalámbricas para realizar aplicaciones de bajo consumo energético y diseños de instrumentación de mayor seguridad y confiabilidad.

### **Trabajos Relacionados**

Algunos trabajos similares se han llevado a cabo anteriormente, como el realizado en [Lopera, 2012], en donde se utiliza una red punto a punto entre sensores de temperatura para monitorear el estado térmico de topes en procesos de enrollamiento, el objetivo final es realizar control de temperatura en los topes para evitar sobrecalentamiento y daño a los baleros. Un sistema de alarma automático contra incendios se desarrolla en [Shu-guang, 2011], aplicado a la necesidad y posibilidad de construir el sistema de alarma de forma inalámbrica, utilizando el estándar del IEEE 802.15.4, donde se introducen las características de diseño en la construcción de hardware y software. En [Rodríguez, 2012] se implementó un sistema inalámbrico integrado para supervisar un sensor de gas de efecto hall dentro de un hogar, el propósito de ese trabajo fue definir y poner en práctica una propuesta de un sistema inalámbrico basado en los módulos XBee para controlar el nivel de un tanque de gas estacionario para un hogar, además de mejorar el proceso de transmisión de información en comparación con otros estándares. En [Kuang-Yow, 2013], se implementó un método usando el protocolo ZigBee en el cual se integra Arduino e Internet. Este sistema se basa en un esquema de control inteligente que utiliza ZigBee y Wi-fi en una arquitectura de red dentro de un hogar, en el cual la información de los sensores es adquirida por los módulos XBee y transmitida a través del protocolo ZigBee a una base de datos de la nube a través de la red. Aplicaciones en otras áreas de ingeniería pueden encontrarse en [Puccinelli, 2005], así como las tendencias en el uso de las mismas tecnologías inalámbricas en [Boquete, 2010], quienes además presentan una solución al monitoreo integral en las fases de toda la producción de vino.

### **Estructura del Trabajo**

El presente artículo se estructura de la siguiente forma. La sección 2 presenta el método utilizado para implementar la red inalámbrica de sensores, presentado

cada elemento constituyente del sistema que se aplicará en el proceso. Posteriormente se presenta una descripción del proceso y las variables de interés en él. La sección 3 presenta los resultados obtenidos a partir de la caracterización de cada sensor instrumentado y en general sobre la red implementada. En la sección 4 se presenta la discusión acerca de los resultados y de la implementación realizada. Finalmente se presentan las conclusiones acerca del trabajo realizado.

## **2. Métodos**

Para el desarrollo de la red inalámbrica en este trabajo, se desarrollaron las siguientes actividades:

- Caracterización de sensores (temperatura, corriente y ultrasonido).
- Realización de una red inalámbrica en malla con los módulos XBee S2
- Realización de una interfaz hombre máquina (LabVIEW).
- Integración de los sensores a la red inalámbrica
- Incorporar la red inalámbrica al proceso de polimerización en emulsión.
- Observar por medio de la interfaz hombre maquina (LabVIEW) el monitoreo de la temperatura, dentro del tanque de reacción.

En lo que resta de esa sección se presentan los materiales empleados para implementación de la red inalámbrica en el proceso que también se explica enseguida.

### **Red ZigBee**

ZigBee es un protocolo de comunicación inalámbrico basado en el estándar de comunicaciones, para redes inalámbricas bajo la norma IEEE 802.15.4 [Robert, 2010], [ZigBee, 2017], [Willing, 2006]. Fue creado por ZigBee Alliance [ZigBee, 2017], una organización, teóricamente sin intereses de lucro integrada por diferentes fabricantes de dispositivos electrónicos. ZigBee permite que dispositivos electrónicos de bajo consumo puedan realizar sus comunicaciones inalámbricas [Willing, 2006]. Es especialmente útil para redes de sensores en entornos



industriales, médicos, domótica, entre otros. El protocolo ZigBee ofrece características mejores con respecto a otros estándares, puesto que es protocolo está diseñado para el monitoreo de variables donde el tamaño de la información va de los 30 a 60 kbps, además de una larga duración en la vida de la batería que va de 2 a 3 años sin recambio debido a su modo de espera. Una red ZigBee la forman básicamente 3 tipos de elementos: un único dispositivo coordinador, dispositivo router y dispositivo final (end points). Los módulos XBee son dispositivos que integran un transmisor – receptor de ZigBee y un procesador en un mismo modulo, lo que permite a los usuarios desarrollar aplicaciones de manera rápida y sencilla. Los módulos XBee son versátiles a la hora de establecer diversas topologías de red, dependiendo de la serie XBee que se adquiera pueden crearse redes.

### **Elementos de una Red ZigBee**

En una red ZigBee, cualquiera que sea su topología, debe contar con los siguientes elementos [Robert, 2010], [Batista, 2013]:

- *Coordinador*, que debe ser siempre único, pues es el encargado de asignar direcciones y administrar otras funciones que definen la red.
- *Router*, que es un nodo que además de tener las funciones de comunicación entre cualquier nodo, puede transferir información a otros nodos, esto sucede por lo general con nodos demasiado lejanos del coordinador (al usar al router como puente se logra tener comunicación siempre).
- *Dispositivo Final*, el cual, siempre que no se necesite un nodo con funciones de router, se podrá configurar de esta forma ganando con ello ventajas de menor consumo energético, pues un nodo configurado de esta forma tiene la posibilidad de pasar a modo de espera o “sleep”, lo cual disminuye considerablemente el uso de energía hasta el momento en que reciba señal de enviar o mandar información a otro nodo en la red. En este nodo normalmente se tiene la función de sensor o de actuador. En el caso de este proyecto, tiene la función de sensor.

## Topologías de una Red ZigBee

Los tipos de topologías que pueden realizarse con el protocolo Zigbee se presentan en la figura 1:

- *Punto a Punto*: en una red punto a punto o par, es una red con solo dos radios o dos nodos. Debe de existir un coordinador en una red Zigbee por lo que uno de los dos nodos se debe configurar así. El otro nodo puede configurarse como Router o como Dispositivo final.
- *Estrella*: La arquitectura de red estrella consta de un coordinador en el centro de la red y los demás nodos están alrededor de él formando un círculo, comunicándose cada uno directamente con el coordinador, por la forma en que se comunican toma la forma de una estrella.

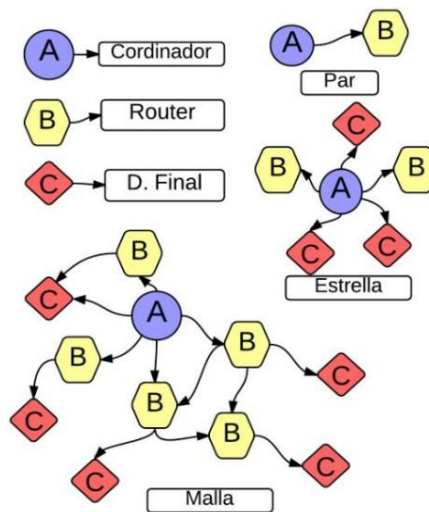


Figura 1 Topologías protocolo Zigbee.

- *Malla*: La configuración tipo malla utiliza los tres tipos de nodos en la red Zigbee, un coordinador para administrar la red, uno o varios enrutadores para pasar mensajes a otros nodos y por último uno o más dispositivos finales que sólo recibirán y mandarán información.

En este proyecto se desarrolla una red malla, comportándose como una red de área local que emplea una de dos disposiciones de conexión: puede ser topología de malla completa o topología de malla parcial.

En la topología de malla completa, cada nodo (estación de trabajo u otro dispositivo) está conectado directamente a cada a cada uno de los otros. En la topología de malla parcial, algunos nodos están conectados a todos los demás, pero algunos de los nodos están conectados sólo a aquellos nodos con los que intercambian mayor cantidad de datos, las conexiones para red malla pueden ser cableadas o inalámbricas.

Una red malla es confiable y ofrece redundancia. Si un nodo ya no puede funcionar, todo el resto todavía puede comunicarse entre sí, directamente o a través de uno o más nodos intermediarios.

Las redes de malla funcionan bien cuando los nodos se encuentran en puntos dispersos que no se encuentran cerca de una línea común, además al haber puntos intermediarios la distancia de alcance es mayor. En la figura 1, parte inferior, se presenta una conexión con topología en malla.

### **La tarjeta Arduino**

La tarjeta Arduino [Arduino, 2017] está integrada de un microcontrolador Atmel provisto de entradas analógicas que permiten que funcione como una tarjeta de adquisición y acondicionamiento de señales, pues tiene integrada todos los elementos para que funcione como tal, siendo una gran ventaja el que se pueda configurar como el usuario desee a través de la IDE (Integrated Development Environment). Entre las ventajas de utilizarla se encuentran que existen librerías para trabajar con LabVIEW así como las tarjetas nodales XBee [XBee, 2017], de forma que se pueden incorporar para crear soluciones como la que se presenta en este trabajo.

### **Software LabVIEW**

LabVIEW® (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench) es un lenguaje de programación gráfico para el diseño de sistemas de adquisición de datos, instrumentación y control [LabVIEW, 2017]. Emplea la programación gráfica o lenguaje G para crear programas basados en diagramas de bloques. Es intuitivo pues se emplean iconos, términos e ideas propias de científicos e ingenieros y se

apoya sobre símbolos gráficos en lugar de lenguaje escrito para construir las aplicaciones. Permite diseñar interfaces con el usuario mediante una consola interactiva basada en software. El usuario puede, además, diseñar especificando un sistema funcional, su diagrama de bloques o una notación de diseño de ingeniería, junto a una fácil integración con hardware, específicamente con tarjetas de adquisición, medición y procesamiento de datos.

### Descripción del proceso

En la figura 2 se muestra el diagrama del proceso que se desea instrumentar de forma inalámbrica, en él se desea controlar la temperatura de reacción en un reactor tipo batch RX-101 para hacer polimerizaciones en emulsión.

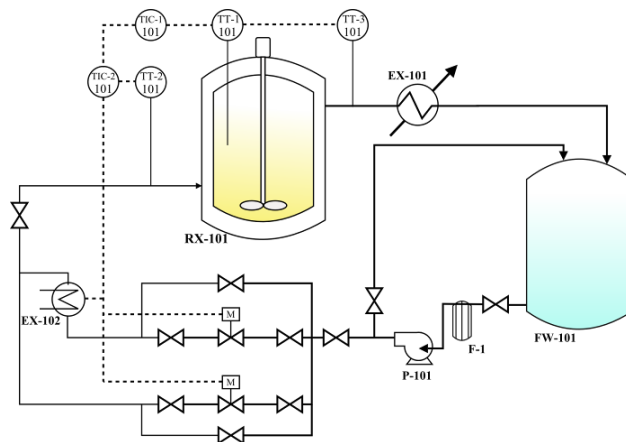


Figura 2 Diagrama de instrumentación y control del proceso de un reactor tipo batch.

La bomba P-101 succiona el agua del tanque de almacenamiento FW-101, donde se encuentra uno de los sensores que serán incorporados de forma inalámbrica, tratándose del sensor de nivel. De este tanque, el agua pasa a través del filtro F-1 para eliminar las impurezas, a la salida de la bomba se separan tres líneas: desfogado con reflujó hacia el tanque (para aliviar la presión cuando se cierran las válvulas automáticas); enfriamiento, con su respectivo bypass; y calentamiento (la cual pasa por el calentador EX-102), también con bypass.

Es en este calentador donde se tiene un sensor de corriente para medir la cantidad de potencia consumida para calentar. Después estas dos líneas se unen

para ir hacia la chaqueta del reactor RX-101. Estas dos líneas tienen dos válvulas automáticas, en esta parte hay una corriente de derivación la cual contiene una válvula de esfera que funciona en forma manual en caso de que la válvula automática esté fuera de servicio. En el reactor hay tres sensores de temperatura: uno en el interior del reactor (TT-1), uno a la entrada (TT-2) y otro a la salida de la chaqueta (TT-3). El sensor a la entrada (TT-2) es el que se sustituye por uno inalámbrico. La línea de salida pasa por un intercambiador de calor (EX-101) para que el flujo de ésta sea enfriado y se pueda re-circular al tanque de almacenamiento sin alterar la temperatura del refrigerante.

Para realizar el monitoreo de este proceso se utilizaron tres sensores, para medir cada variable indicada en la descripción del proceso (nivel de agua en el tanque, temperatura a la salida del reactor, corriente de calentamiento), además de 4 XBee S2 [XBee, 2017] (un coordinador/router y tres dispositivos finales) y una tarjeta Arduino [Arduino, 2017]. Se implementó una red inalámbrica con topología en malla, en donde cada sensor conectado a una XBee S2 será un nodo remoto o (RTU por sus siglas en inglés), que se encargará de hacer la adquisición de datos del proceso. La XBee es una unidad integrada de un microcontrolador y su principal tarea es la de recopilar datos en un área remota y transferirla a una estación central donde pueda procesar la información obtenida. En la figura 3 se presenta el esquema general de la red, mostrando cómo quedan conectados y distribuidos cada parte de la red para comunicarse y monitorear el proceso a través de la PC.

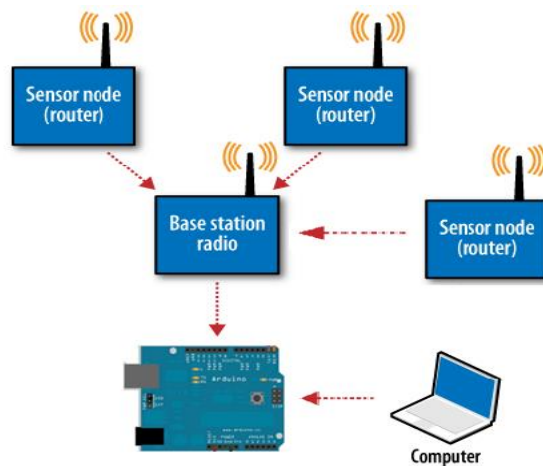


Figura 3 Esquema general de la red.

En la figura 4 se presenta el diagrama de flujo donde se indican las acciones que son realizadas desde la adquisición de datos, hasta la visualización en la PC. Para realizar esto fue esencial caracterizar los tres sensores (temperatura, corriente y ultrasonido). Es importante indicar que se realiza el mismo procedimiento para cada sensor y que en el caso de la figura 4, se presenta lo relativo a la temperatura.

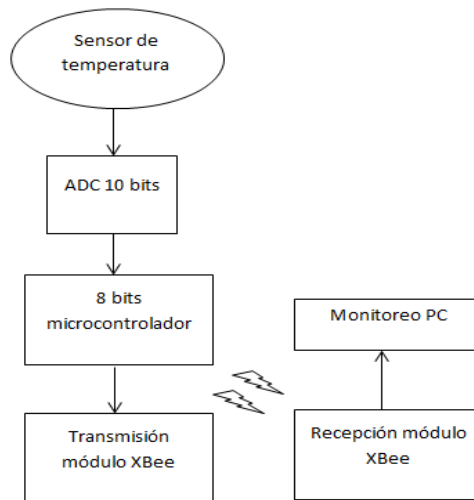


Figura 4 Diagrama de flujo para la adquisición de datos, hasta la visualización en la PC.

Para cada uno de los sensores se realizan pruebas y se caracterizan para determinar su curva de respuesta tomando en cuenta la ficha técnica [13] para conectarlo en su forma básica y así realizar las pruebas. Posteriormente se obtienen las curvas que serán incorporadas en el programa que realiza el procesamiento de los datos para linealizar y presentar mediciones de forma calibrada. En la figura 5 se muestra el sensor LM35 [LM35, 2017] utilizado para la medición de la temperatura dentro del proceso bajo estudio.

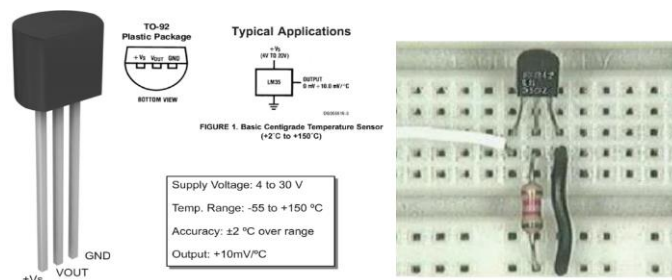


Figura 5 Dispositivo LM35 para medir temperatura y su conexión para caracterización.

## Configuración del Sistema

En la figura 6 se muestran los pasos requeridos para la configuración del sistema de monitoreo por medio de LabVIEW [LabVIEW, 2017] a través de su interface para Arduino.



Figura 6 Configuración del sistema.

Los dos primeros pasos consisten en la instalación de los drivers de comunicación serial NISA-VISA y el administrador de paquetes (VIMP). Ambos descargados de manera gratuita desde la página web de National Instruments [LabVIEW, 2017]. En la figura 7 se aprecia la ventana principal del administrador de paquetes (VIMP). Desde él se pueden descargar e instalar diferentes tipos de añadidos para LabVIEW, uno de esos es el complemento “LabVIEW Interface for Arduino” (LIFA).

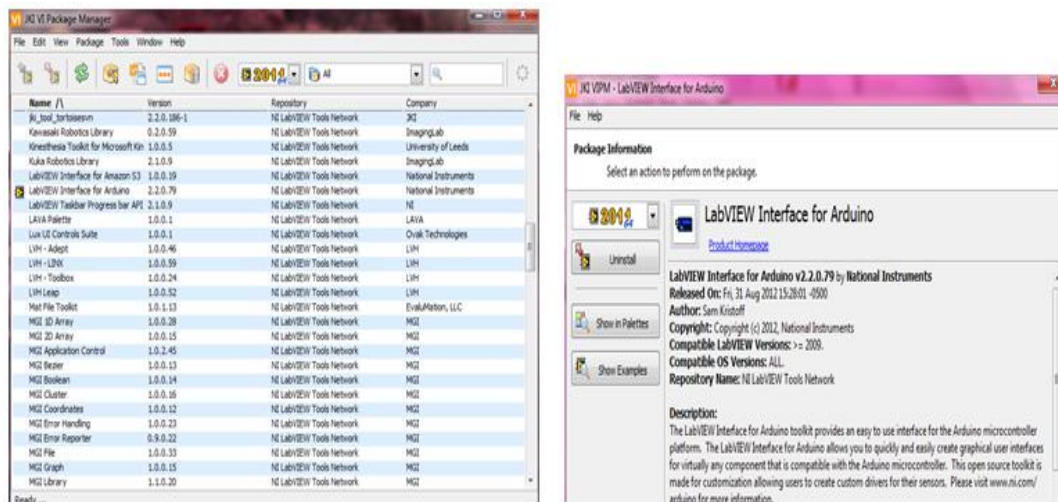
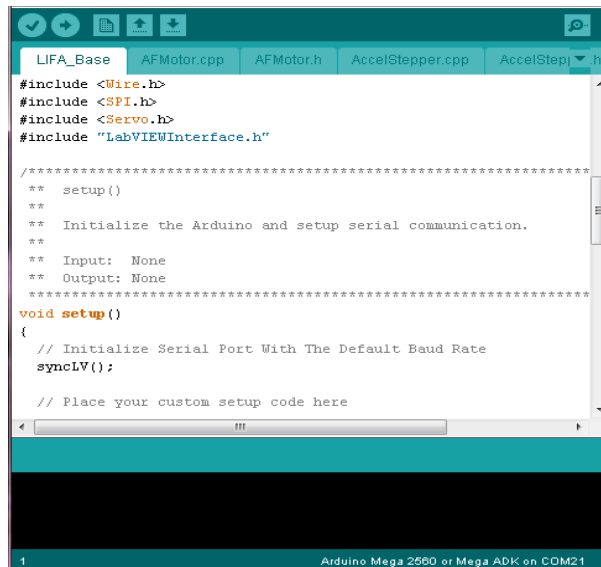


Figura 7 Interfaz principal de VIMP (izquierda); instalación de LIFA (derecha).

Al añadir LIFA a LabVIEW, figura 7 (derecha), se habilitan los bloques funcionales en LabVIEW para trabajar con Arduino. Además, LIFA provee una unidad de código para Arduino, el cual le permite a éste comunicarse con LabVIEW y ser programado desde él, dicho código debe ser cargado al Arduino desde su entorno

de programación, como muestra la figura 8. Esta parte representa la tercera etapa mostrada en la figura 6. Para la última etapa de esa misma figura, se procede como se indica en el siguiente apartado, pues consiste en la adquisición de los datos provenientes de los módulos XBee.



```
LIFA_Base AFMotor.cpp AFMotor.h AccelStepper.cpp AccelStepper.h
#include <Wire.h>
#include <SPI.h>
#include <Servo.h>
#include "LabVIEWInterface.h"

/*****
** setup()
**
** Initialize the Arduino and setup serial communication.
**
** Input: None
** Output: None
*****/
void setup()
{
  // Initialize Serial Port With The Default Baud Rate
  serial.begin(9600);

  // Place your custom setup code here
}
```

Figura 8 Configuración de la tarjeta Arduino a través de su IDE.

### Implementación de la Red Inalámbrica

Una vez descrita la configuración necesaria para el sistema propuesto, se procede a realizar la implementación mediante una aplicación básica que demuestre el funcionamiento de este. La aplicación consiste en la lectura remota de tres sensores (temperatura, corriente y ultrasonido) a través de 4 XBee S2. La señal provista por cada sensor es enviada inalámbricamente por tres XBee S2 transmisores hacia otro XBee S2 (coordinador) que recibe la señal enviada anteriormente, este XBee S2 se encuentra conectado a un Arduino, que se encargara de enviar la información recibida al software LabVIEW, ver figura 9 (derecha); donde se aprecia la forma de la señal recibida. En la figura 10 se observa el diagrama del primer sensor (temperatura LM35). Su salida es lineal y corresponde a un factor de escala de 10 mV/°C. Los demás sensores se conectan de forma similar y se les asigna una dirección para que puedan comunicarse hacia el XBee receptor.



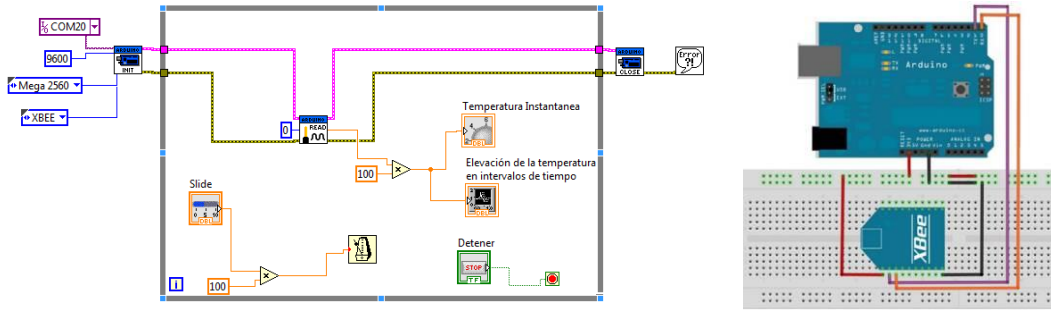


Figura 9 Diagrama de bloques en LabVIEW para lectura de temperatura (izquierda); conexión de la comunicación XBee (derecha).

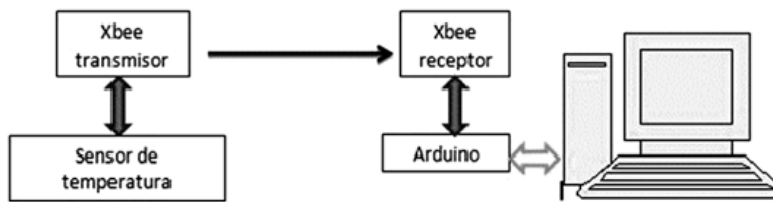


Figura 10 Esquema general del sensor de temperatura.

Al igual que LabVIEW, la API (application programming interface) de Arduino permite la configuración de puertos para recibir y enviar señales a través de XBee. La configuración se realiza a través de un escaneo general para definir la conectividad entre nodos XBee y establecer los tiempos de muestreo para estar registrando datos en los sensores asociados a cada nodo. Esta configuración requiere también el uso de la API de XBee, denominada X-CTU [CTU, 2017], la cual se muestra en la figura 11.

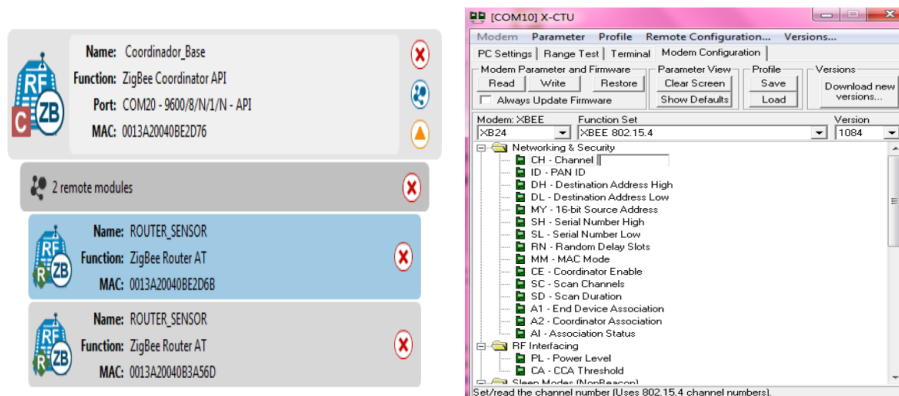


Figura 11 API de reconocimiento de nodos y configuración de nodos XBee.

La comunicación entre Arduino y el módulo XBee RTU (receptor) se realiza a través del puerto serial en los terminales Tx y Rx, con la finalidad de realizar la lectura de cada sensor. Para esto se desarrolló un software bajo lenguaje de bloques de alto nivel como se observa en la figura 9, que muestra un diagrama de bloques que forma parte de la interfaz gráfica de LabVIEW (panel frontal), que enlaza con la tarjeta Arduino. La porción presentada consta de un bloque para la lectura de valores analógicos desde el Arduino, permitiendo medir el voltaje proporcionado por el sensor de temperatura (transmitido inalámbricamente).

### 3. Resultados

Como se mencionó previamente, se realizaron las validaciones de los sensores a través de la caracterización de cada uno. La curva característica del sensor de temperatura se muestra en la figura 12.

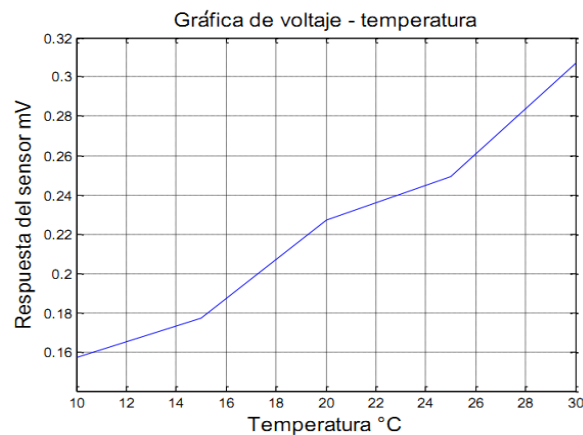


Figura 12 Respuesta característica del sensor LM35 usado para medir temperatura.

Los resultados de las pruebas realizadas al sensor de distancia (para medir nivel dentro del proceso) [SRF, 2017] se muestran a través de la gráfica casi lineal en la figura 13.

Para el sensor de corriente [CSLW, 2017] (que se utiliza para medir de forma indirecta la potencia requerida para realizar la reacción) se realizaron de forma similar pruebas para poder caracterizarlo (curvas de funcionamiento). En la figura 14 se muestra este gráfico, así como también el montaje de prueba realizado.

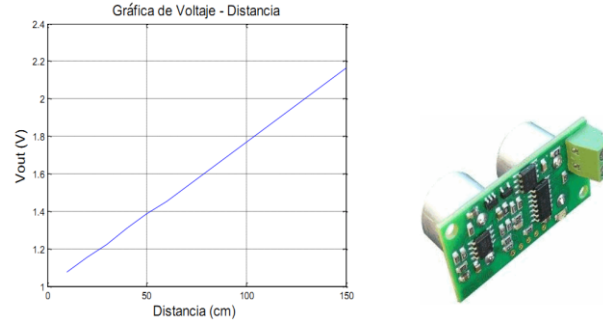


Figura 13 Caracterización del sensor ultrasónico SRF06 [16] usado para medir nivel.

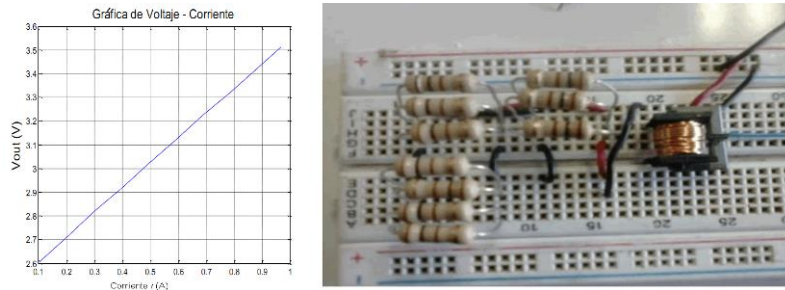


Figura 14 Respuesta característica del sensor CSLW6B1 [17] usado para medir corriente.

La incorporación final de los sensores permite un monitoreo integral en donde se observa cada variable de interés y, en el caso de mediciones cuando se controla alguna de estas variables, se obtienen los datos en línea de las mismas mostradas a través de la interfaz desarrollada, tal como se muestra en la figura15.

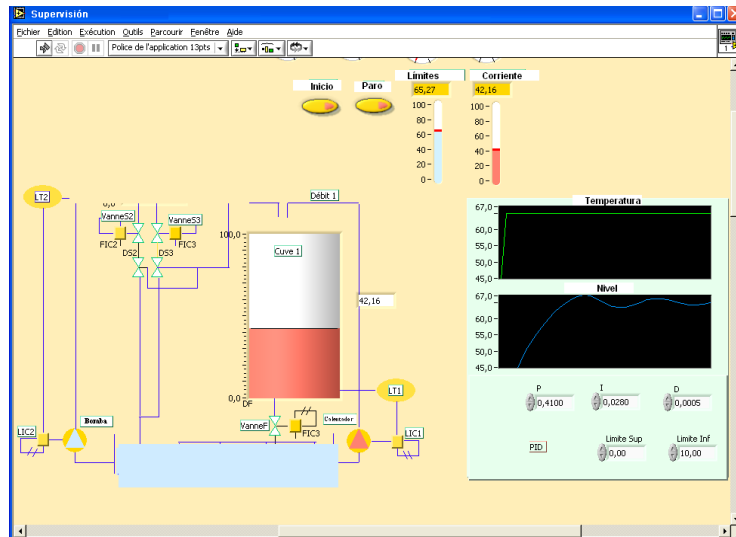


Figura 15 Respuesta característica del sensor CSLW6B1 [17] usado para medir corriente.

Finalmente se presenta en la figura 16, la respuesta del proceso cuando se realizan variaciones de temperatura regulares dentro del reactor, el cual se define como un perfil de temperatura a seguir por la resistencia calefactora, dentro del lazo de control. En el gráfico, se nota que las mediciones se realizan satisfactoriamente para un periodo de muestreo de 1s. La línea continua muestra la señal medida obtenida del sensor montado en la XBee, la señal punteada es el perfil por seguir.

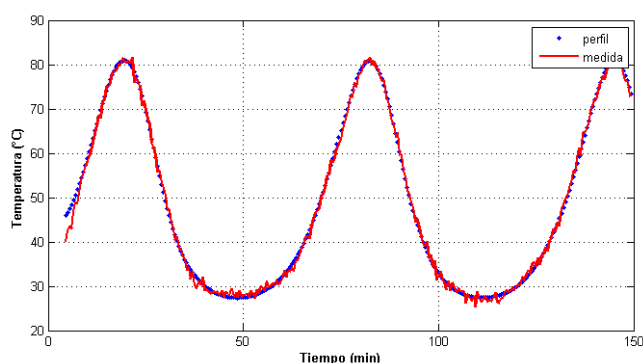


Figura 16 Monitoreo de la variable de temperatura en el proceso batch considerado.

#### 4. Discusión

Se generó como resultado principal un dispositivo programable capaz de detectar señales de sensores ubicados a distancias considerables, lo que permite evitar uso de conexiones alambradas en zonas de proceso alejadas de zonas de monitoreo, garantizando así la supervisión del proceso batch. La distancia depende del tipo de XBee utilizado en el proceso. En la propuesta desarrollada, se busca obtener los beneficios de las redes inalámbricas, que incluyen la fiabilidad, reducción de riesgos y facilidad de instalación de forma inalámbrica. En esta propuesta se observa que los resultados son satisfactorios al lograr sustituir los sensores alámbricos por inalámbricos, pues el monitoreo se efectúa de forma normal. El uso de una tarjeta Arduino permitió desarrollar el proyecto de instrumentación industrial a un bajo costo, sin disminuir la calidad de lo que se requiere. La comunicación inalámbrica realizada con XBee S2 fue lograda con éxito, no hubo perturbaciones a excepción de un deterioro de la señal cuadrada

observada en LabVIEW; quizá esto se deba a una alta sensibilidad de la tarjeta XBee respecto a los cambios de voltaje en intervalos cortos de tiempo, o debido a interferencias en la comunicación inalámbrica, sin embargo, sería prudente en un futuro estudiar el por qué de ese cambio en la señal y así corregirlo.

## **5. Conclusiones**

Un sistema inalámbrico utilizando el protocolo ZigBee permite ser aplicado al monitoreo de variables de interés, en el caso de este trabajo se implementó para supervisar y controlar un proceso batch que ya contaba con sensores conectados físicamente por cables, lo cual, por el tipo de proceso, disminuía la seguridad y fiabilidad en las mediciones al estar los cables en contacto con otro instrumental no electrónico. La implementación de forma inalámbrica del monitoreo del proceso batch por medio del protocolo ZigBee, permite que dispositivos electrónicos de bajo consumo puedan realizar comunicaciones inalámbricas. Las comunicaciones ZigBee se realizan en la banda libre de 2.4 GHz a una velocidad de 250 kbps además de ofrecer muchas ventajas como bajo consumo de energía, fácil instalación y larga duración de las baterías (pilas AA para una duración de 2 a 3 años sin recambio). La solución propuesta funciona hasta una distancia de 150 m, lo que permite ubicar la computadora en una zona incluso diferente del edificio donde se encuentra el proceso.

Trabajos futuros consideran el uso de la red para envío de la información a dispositivos móviles y respaldo en la nube para monitoreo externo en línea, así como incorporar control en línea que se ejecute en los mismos nodos finales. Otro interés futuro es medir la capacidad de la red dentro de la misma institución para mediciones locales confiables, así como la incorporación de otras variables asociadas al proceso e incluso otros procesos (más sensores) que se tienen dentro de la institución.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Akyildiz I.F., W. Su; *Wireless sensor networks: a survey*. Computer Networks, pp. 393-422, 2002.

- [2] Arduino, <https://www.arduino.cc>, 2017.
- [3] Batista, N.; Melício, R.; Matias, J. & Catalão, J., Photovoltaic and wind energy systems monitoring and building/home energy management using ZigBee devices within a smart grid. *Energy*, 49, pp. 306-315, 2013.
- [4] Boquete L., Cambralla R., Rodríguez-Ascariz J.M., Miguel-Jiménez J.M., Cantos-Frontela J.J., Dongil J., Portable system for temperature monitoring in all phases of wine production. *ISA Transactions*, 49, pp. 270-276, 2010.
- [5] Configuration Platform for XBee/RF Solutions-Digi: [www.digi.com/products/XBee-rf-solutions/xctu-software/xctu](http://www.digi.com/products/XBee-rf-solutions/xctu-software/xctu), 2017.
- [6] CSLW Series, <http://sensing.honeywell.com/honeywell-sensing-cslw-series-sheet-005861-1-en.pdf>, (Último acceso: mayo 2017), 2017.
- [7] Kuang-Yow Lian, Sung-Jung Hsiao, Wen-Tsai Sung; Intelligent multi-sensor control system based on innovative technology integration via ZigBee and Wi-Fi networks. *Journal of Network and Computer Applications*, 36, pp. 756-767, 2013.
- [8] LabVIEW System Design Software: [www.ni.com/labVIEW/](http://www.ni.com/labVIEW/), 2017.
- [9] LM35: Temperature Sensor: [www.ti.com/product/LM35](http://www.ti.com/product/LM35), 2017.
- [10] Lopera, J.; Díaz, A.; Baizán, P.; Rendueles, J.; Pérez, J. & Ema, L. Monitoring roll chock temperature. *IEEE Industry Applications Magazine*, 18, pp. 32-37, 2012.
- [11] Puccinelli, D., Haenggi, M.; *Wireless Sensor Networks: Applications and Challenges of Ubiquitous Sensing*. *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 18, pp. 32-37, 2005.
- [12] Robert F., *Building Wireless Sensor Networks: with ZigBee, XBee, Arduino, and Processing*, O'Reilly, 2010.
- [13] Rodríguez E., Aceves-Fernández M.A., Ramos-Arreguín J.M., Tovar-Arriaga S., Pedraza-Ortega J.C. & Vargas J.E., Design and Implementation of an Embedded Wireless System to Monitor a Hall-Effect Gas Sensor at Household. 9th Electronics, Robotics & Automotive Mechanics Conference, 2012.
- [14] XBee: [www.digi.com/lp/XBee](http://www.digi.com/lp/XBee), 2017.

- [15] Shu-guang M.A., Construction of Wireless Alarm System Based on ZigBee Technology. 5th Conference on Performance-based Fire and Fire Protection Engineering. *Procedia Engineering*, vol. 11, pp. 308-313, 2011.
- [16] SRF06 Technical Documentation, [www.pishrobot.com/files/products/datasheets/srf06.pdf](http://www.pishrobot.com/files/products/datasheets/srf06.pdf), 2017.
- [17] The ZigBee Alliance: [www.zigbee.org/](http://www.zigbee.org/), 2017.
- [18] Willig, A.; Wireless sensor networks: concepts, challenges and approaches *Elektrotechnik, Infor mationstechnik*, 123, pp. 224-231, 2006.

## **CASO APLICATIVO DEL SISTEMA DE GESTIÓN DIGITAL: GESTIÓN DE PROYECTOS DE INVESTIGACIÓN**

***Iris Iddaly Méndez Gurrola***

Universidad Autónoma Metropolitana

*iddalym@yahoo.com.mx*

***César Augusto Briseño Moreno***

Universidad Autónoma Metropolitana

*cezbrimo01@yahoo.com.mx*

***Rafaela Blanca Silva López***

Universidad Autónoma Metropolitana

*r.silva@correo.ler.uam.mx*

### **Resumen**

Para mejorar el desempeño y la eficiencia de procesos administrativos en la Instituciones de Educación Superior (IES), se han creado Sistemas de Gestión Digital (SGD) que apoyen en la ejecución de estos procesos. El SGD desarrollado está basado en una arquitectura institucional [Silva, 2017] que contempla a su vez 4 arquitecturas interrelacionadas. El objetivo de este trabajo fue tener un caso particular que funciona como prueba de concepto, para el diseño de un módulo del SGD, en particular el seguimiento de la gestión de proyectos de investigación. En este caso se aplicó la arquitectura institucional para el desarrollo de los componentes necesarios para la implementación de un módulo del SGD. El módulo está diseñado para automatizar y mejorar los procesos en la gestión de proyectos de investigación para controlar el flujo de información, reducir el tiempo en trámites y delegar responsabilidades al módulo de gestión de proyectos de investigación.

**Palabras Claves:** Arquitectura de procesos, gestión de proyectos de investigación, sistema de gestión digital.



## **Abstract**

*To improve the performance and efficiency of administrative processes in the Higher Education Institutions (HEI), Digital Management Systems (DMS) have been created to support execution of these processes. DMS developed is based on an institutional architecture [Silva-López, 2017a], [Silva-López, 2017b], [Silva-López, 2017c] which contains 4 interrelated architectures. The objective of this work was to have a particular case that works as a concept proof, for the design a module of the DMS, in particular monitoring of management of research projects. In this case, the institutional architecture was applied for the development of some components of a module of the DMS. Module is designed to automate and improve processes in the management of research projects to control information flow, reduce procedures time and delegate responsibilities to the research projects management system.*

**Keywords:** *Digital management system, process architecture, research project management.*

## **1. Introducción**

Hoy en día la tecnología se ha vuelto fundamental para el desarrollo de proyectos, en la parte de gestión de procesos es necesario hacer una integración de procesos de negocios, lo que sirve como ayuda a las empresas y organizaciones a contar con técnicas innovadoras que lleven a cabo el control y seguimiento de los diferentes departamentos que la conforman.

Un proceso desde el ámbito empresarial hace referencia al conjunto de recursos y actividades interrelacionados que transforman elementos de entrada en elementos de salida, en donde los recursos incluyen personal, finanzas, instalaciones, equipos, técnicas y métodos para satisfacer objetivos y las metas deseadas.

La gestión de procesos hace referencia a la secuencia de actividades que se necesitan desarrollar para cumplir con las expectativas de los clientes y desarrollar de una manera eficiente y clara todo lo que desean, una herramienta muy útil para colaborar en un proyecto de este tipo se conoce como Business Process Modeling Notation (BPMN) [OMG, 2017] que es una notación grafica que describe la lógica

de los pasos de un proceso de negocio, está diseñada para coordinar la secuencia de los procesos y los mensajes que fluyen entre los participantes de las diferentes actividades.

Ahora bien, las Instituciones de Educación Superior (IES) forman parte de estas organizaciones que necesitan generar innovación o cambio tecnológico y para responder a este cambio es conveniente disponer de la tecnología y hacer valer la necesidad de querer perfeccionar los procesos que se realizan en las mismas, así como automatizar algunas actividades humanas.

Este trabajo pretende colaborar en diversas instancias dentro de las IES para que cuenten con una herramienta eficaz y automática que les facilite y ayude a llevar un buen control de proyectos dentro de las mismas.

El trabajo de Vega-González implica la construcción de un modelo empírico de Gestión Tecnológica de Proyectos (GT de P), este modelo de gestión fue integrado a partir de la gestión de aproximadamente un centenar de proyectos en un periodo de 4 años. Este modelo se centra en las actividades de vinculación y gestión tecnológica de los proyectos patrocinados que implica diversas fases del modelo [Vega, 2011], sin embargo, este modelo no involucra el enfoque a procesos y por tanto no se modelan las actividades administrativas, ni tampoco se crea un sistema que apoye tales actividades.

Shek Munz realiza un enfoque de gestión de proyectos en las organizaciones dedicadas a proyectos de investigación. Con base en el concepto de gestión de proyectos y tomando como principal referente lo descrito en el PMBOK, se presenta el caso de estudio del grupo GIRH definiendo el ciclo de vida de los proyectos, el rol del director de proyecto, la falta de documentación y la carencia de evaluaciones Expost, estos elementos son parte del análisis realizado en este trabajo [Shek, 2013], pero no involucra la definición de procesos, ni el planteamiento de sistemas de gestión.

El trabajo de Sierra Gutiérrez presenta un esquema para el uso de sistemas de gestión que, de la misma manera que en la industria, apoya a la productividad en la relación de vinculación con la Academia y su relación con las Instituciones de Gobierno; en el trabajo se definen los actores involucrados, los roles de cada uno

[Sierra, 2010], sin embargo, no se plantea un sistema de gestión digital que automatice los procesos.

Como se puede observar en los trabajos anteriores, no se ha abordado el enfoque de procesos en la gestión de proyectos de investigación, es por ello que el propósito de este trabajo fue diseñar e implementar un módulo que gestione los procesos relacionados con los proyectos de investigación que se desarrollan en las IES, en particular para la coordinación de apoyo académico (CAA) dentro de la Universidad Autónoma Metropolitana, unidad Azcapotzalco (UAM-A). En la actualidad la CAA de la UAM-A no cuenta con una herramienta que los apoye en el seguimiento tanto a las convocatorias publicadas, como a los proyectos aprobados, por lo cual en algunas ocasiones resulta en trámites poco eficientes y que llevan mucho tiempo. Para realizar dicha herramienta que ayude a este propósito fue necesario comprender parte de la notación Business Process Modeling Notation (BPMN) [OMG, 2017], ésta sirve para especificar cómo interactúan los procesos internos de una empresa u organización. Las características principales de BPMN son:

- Proporcionar un lenguaje gráfico común.
- Integrar funciones empresariales.
- Utilizar una Arquitectura Orientada a Servicios (SOA).
- Hacer uso de la combinación de software y experiencia de negocio para la facilitación e innovación del mismo

Mediante esta notación es posible crear un modelado de procesos de negocio y todos los elementos que se relacionan dentro del mismo, lo cual aporta el nivel de complejidad del desarrollo de este módulo. Adicionalmente se aplicó una Arquitectura Institucional para el desarrollo de los componentes necesarios para la implementación de un módulo del Sistema de Gestión Digital, el caso particular de gestión de proyectos de investigación.

Los resultados muestran que es posible aplicar la arquitectura institucional a un caso particular, en concreto para la CAA de UAM-A para el proceso de gestión de proyectos de investigación, además se realizó la adecuada correspondencia entre el modelado de procesos y el diseño del dominio de aplicaciones.

## **2. Métodos**

Para la realización de éste proyecto se aplicó la arquitectura institucional, la metodología que se utilizó considera las siguientes etapas:

- Diseño de la Arquitectura de negocio. Se modelaron los procesos de negocio del caso aplicativo.
- Diseño e implementación de la Arquitectura de datos. Se identificaron los datos, se diseñó e implementó la base de datos relacional.
- Desarrollo de la Arquitectura de aplicaciones. Se programó el Sistema de Gestión de Proyectos de Investigación (SIGPI), se realizaron pruebas de usabilidad.
- Desarrollo de Arquitectura tecnológica. Se estableció el software y hardware necesarios para la implementación de la aplicación.

El SIGPI abarca los 4 dominios de la arquitectura institucional: negocio (procesos clave), datos, aplicaciones y tecnología (ver figura 1). A continuación se describen brevemente cada una de las arquitecturas.

- La arquitectura de negocio describe la forma en que la institución opera para alcanzar las metas planteadas en el Plan de Desarrollo Institucional (PDI) y el Plan de Desarrollo de Lerma (PDL). Se realizó un análisis del PDI y del PDL para identificar los procesos clave a partir de lo cual se define la arquitectura de “negocio” y se detallan los procedimientos asociados.
- La arquitectura de datos se integra por un conjunto de entidades relacionadas entre sí, organizándolos en datos maestros (constituyen el core de negocio del Sistema), datos del Sistema (son los requeridos adicionalmente para la construcción de las aplicaciones) y datos de catálogos (ofrecen información descriptiva).
- La arquitectura de aplicaciones concentra los sistemas o componentes informáticos que soportan los procesos clave de la institución. Organiza los módulos que se van desarrollando según sea el tipo de aplicación que se

debe desarrollar para apoyar los procesos clave que conforman la arquitectura de procesos.

- La arquitectura tecnológica o infraestructura integra el hardware y software requerido para soportar la implantación de los sistemas o aplicaciones necesarios para el funcionamiento adecuado de la Institución.

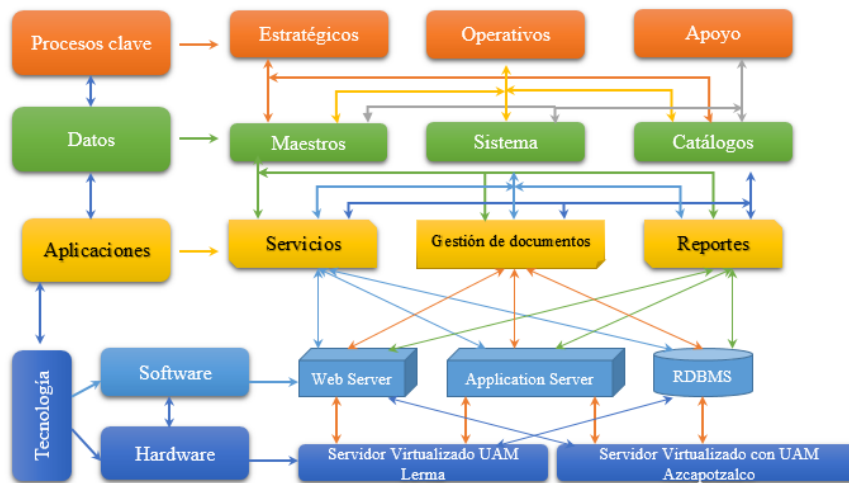


Figura 1 Arquitectura Institucional [Silva, 2017].

Para más información de la conformación de esta arquitectura institucional se puede consultar [Silva, 2017]. En seguida se describe como fueron aplicadas las arquitecturas que constituyen la arquitectura institucional a este caso aplicativo.

### Arquitectura de Negocio

En la arquitectura de negocio se focaliza en los procesos operativos, en particular en el subproceso de proyectos de investigación. Se desarrollaron diversos subprocesos a considerar, entre ellos se encuentran: Convocatorias, Proyectos aprobados, Trámites, Adquisiciones, Transferencia, Reembolso, Becarios y Honorarios.

El proceso de convocatorias queda expresado en el diagrama de procesos de la figura 2 realizado con la notación BPMN. Incluye 4 actores: Rector, Profesor, Jefe de Sección y CONACYT, cada uno realiza un conjunto de actividades detalladas en los procedimientos hasta concluir el proceso correspondiente.

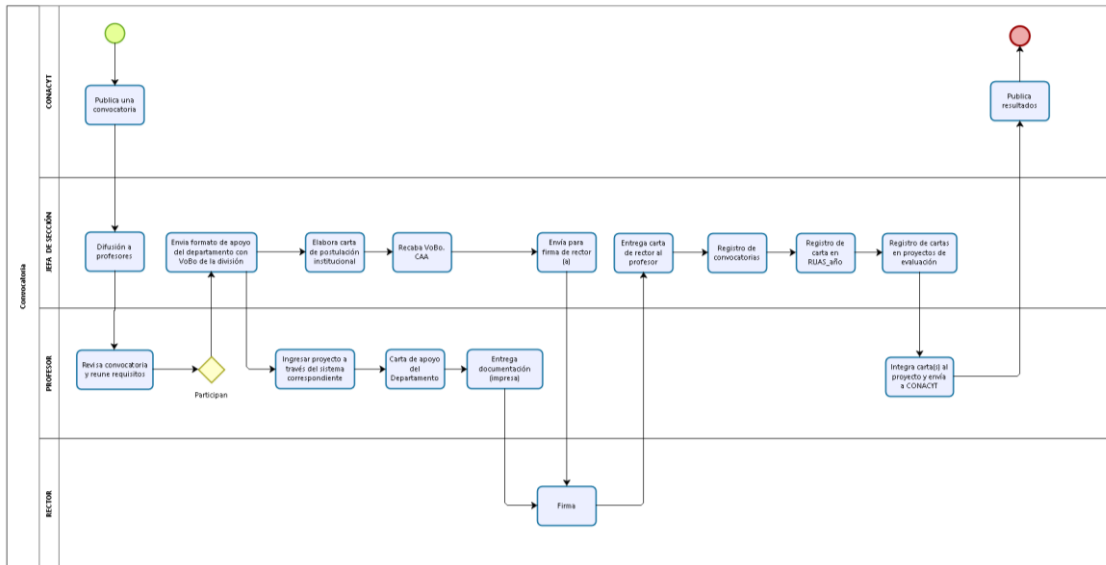


Figura 2 Diagrama de procesos de Convocatorias.

El proceso de proyectos aprobados puede observarse en la figura 3, en éste caso se integran 5 actores: Rector, Secretario, Profesor, Jefe de Proyecto y Coordinación de Apoyo Académico (CAA), cada uno lleva a cabo las actividades indicadas en el flujo marcado en el proceso.

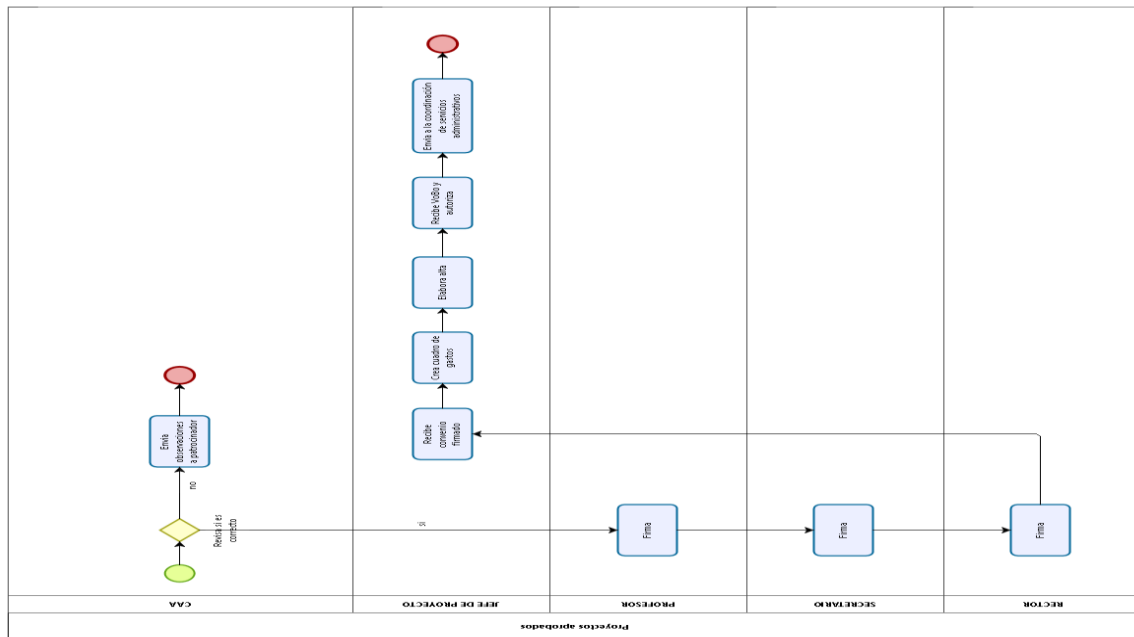


Figura 3 Diagrama de procesos de proyectos aprobados.



## Control de Acceso

Mecanismo que personaliza el menú principal con base en los privilegios asignados al rol del usuario que se firma en el sistema, ver figura 5. Se consideran los perfiles de administrador (tiene acceso a todas las funciones del módulo, además de que puede hacer modificaciones pertinentes desde la publicación hasta el cierre del proyecto de investigación) y de usuario (tiene acceso a las diferentes convocatorias publicadas, notificaciones, a todos los requisitos que se necesitan, antes y durante el proyecto de investigación hasta el cierre).

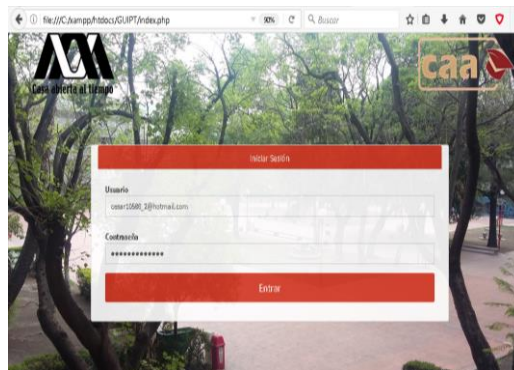


Figura 5 Interfaz gráfica de inicio de sesión.

En la pantalla de inicio se encuentran los principales elementos del sistema, los cuales abarcan inicio, convocatoria, proyectos y cerrar sesión. Otras secciones importantes son el uso de notificaciones, el área de perfil del usuario que muestra su nombre y correo electrónico, mensajes y solicitudes, ver figura 6.

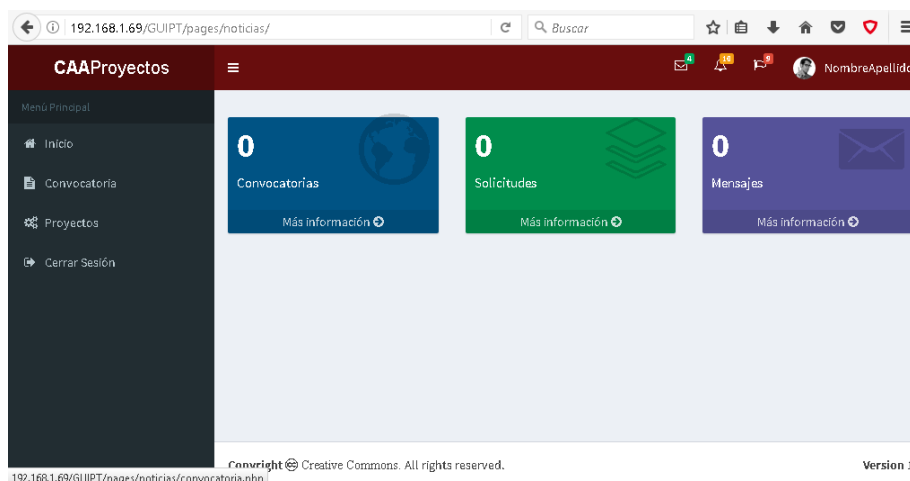


Figura 6 Pantalla inicio del SIGPI.



## Convocatorias

El módulo contempla la gestión de convocatorias de proyectos de investigación de diferentes organismos gubernamentales como PRODEP y CONACYT. Las convocatorias son registradas y publicadas por el administrador, cuenta con una opción para revisar las bases de la convocatoria correspondiente así como para postularse a una convocatoria, ver figura 7.

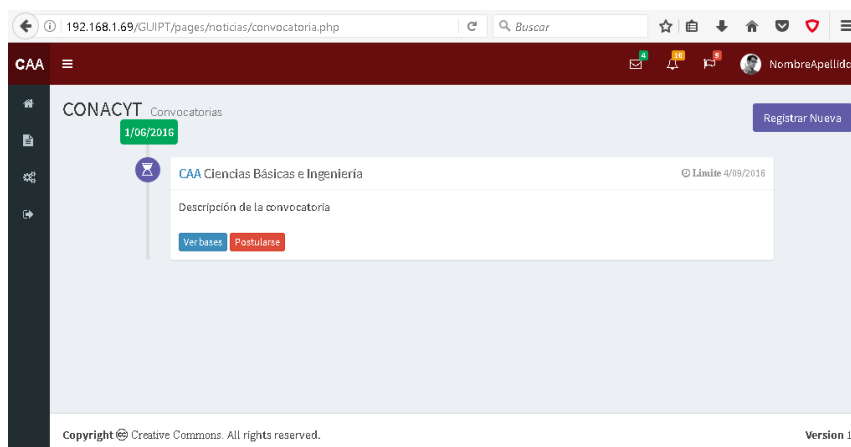


Figura 7 Pantalla módulo de convocatoria.

## Publicación Convocatoria

Una vez registrada la convocatoria se realiza la publicación de la misma para que los usuarios puedan consultarlas y ver las bases para poder postularse en alguna de ellas, ver figura 8.

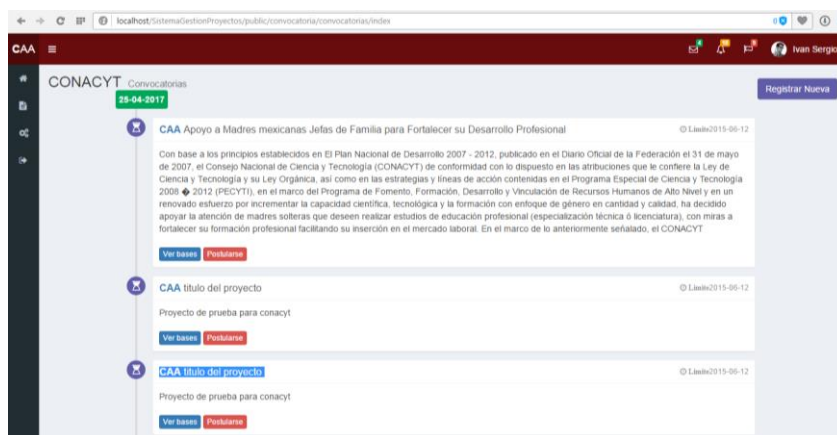


Figura 8 Publicación convocatoria.

## Registro de Convocatoria

En éste módulo se almacenan los usuarios que fueron inscritos en alguna convocatoria, es necesario ingresar: la división académica, la descripción sobre la convocatoria correspondiente, y adjuntar el archivo con los detalles de la convocatoria en formato pdf, como se muestra en la figura 9.

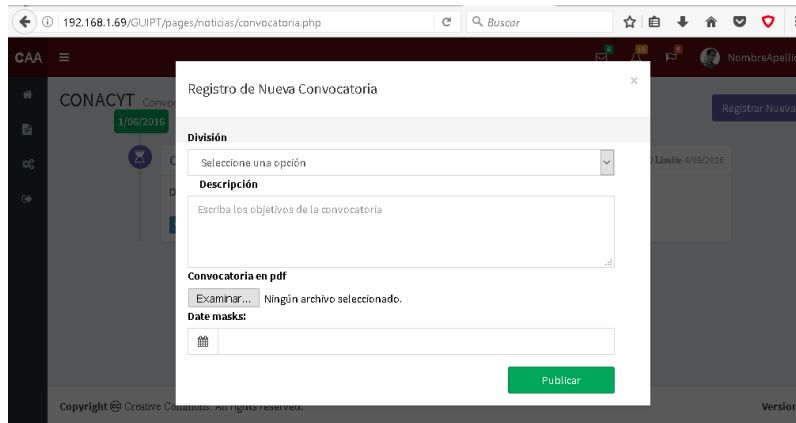
The image shows a web browser window displaying a form titled "Registro de Nueva Convocatoria". The browser's address bar shows the URL "192.168.1.69/GUIPT/pages/noticias/convocatoria.php". The form itself is white and contains several fields: a dropdown menu for "División" with the text "Seleccione una opción", a text area for "Descripción" with the prompt "Escriba los objetivos de la convocatoria", a file upload section for "Convocatoria en pdf" with a button labeled "Examinar..." and the text "Ningún archivo seleccionado.", and a "Date mask:" field. A green "Publicar" button is located at the bottom right of the form. The background shows a dark sidebar with the text "CONACYT" and "1/08/2018".

Figura 9 Registro convocatoria.

## Proyectos

Para facilitar el acceso y hacer que el módulo fuera más eficaz y amigable, en éste módulo se incluyen trámites, adquisiciones que se tengan en el proyecto de investigación, las transferencias que se hagan en el desarrollo del mismo, así como el reembolso en caso de que se requiera, además se agregó la sección de colaboradores donde se encuentran las personas externas que se contratarán para apoyar en el proyecto de investigación que se esté realizando, ver figura 10.

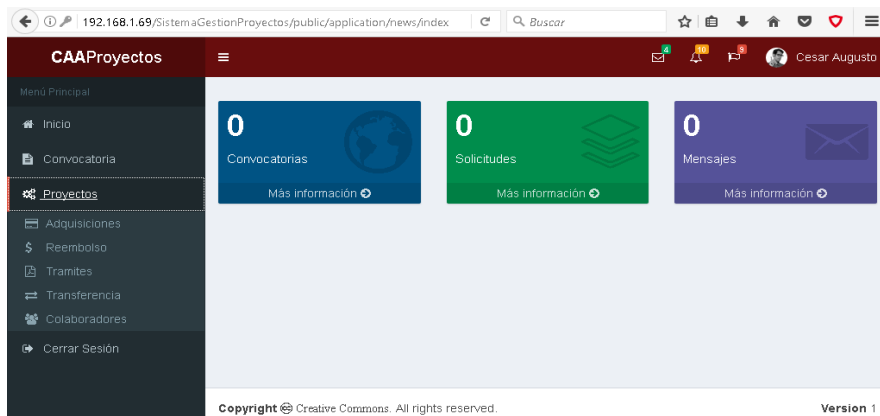


Figura 10 Pantalla módulo de proyectos.

## Arquitectura de Tecnológica

En cuanto a la arquitectura tecnológica, se integró tanto el software como el hardware para la implementación del SIGPI, el presente trabajo se llevo a cabo con las herramientas tecnológicas descritas en la tabla 1.

Tabla 1 Herramientas tecnológicas.

Tecnología	Descripción
Bizagi	Modelador de procesos
PostgreSQL	Sistema de gestión de bases de datos
Zend Framework 2.5.1	Framework para la construcción de aplicaciones y sistemas web

El hardware utilizado para el desarrollo del sistema fue una PC con un procesador Intel Core i7, con 8 GB en RAM y sistema operativo de 64 bits.

## 3. Resultados

Los resultados incluyen tanto el desarrollo del modelado de procesos de la gestión de proyectos de investigación, como la implementación en un prototipo del SIGPI y las pruebas de usabilidad realizadas para su evaluación.

Para evaluar el prototipo del SIGPI se llevaron a cabo pruebas de usabilidad con un conjunto de usuarios, esto sirvió para medir la capacidad del módulo en cuanto al cumplimiento del propósito para el cual fue diseñado. Se evaluaron mediante estas pruebas varias tareas que cubren básicamente dos objetivos:

- **Objetivos inmediatos.** Se les pidió a los usuarios que realizaran tareas específicas de forma inmediata, las cuales fueron:
  - a) Consultar las convocatorias disponibles
  - b) Consultar los proyectos aprobados
- **Objetivos cruciales.** Para cumplir con el objetivo principal del módulo se especificaron tareas específicas como:
  - a) Postularse a una convocatoria
  - b) Registrar una adquisición dentro de un proyecto de investigación
  - c) Realizar el reembolso de compra de un artículo para el proyecto
  - d) Realizar una transferencia con fondos de un proyecto

e) Registrar los colaboradores que se contrataron durante un proyecto

Las métricas de usabilidad utilizadas fueron 3: exactitud, tiempo y satisfacción. En cuanto a la métrica de usabilidad de exactitud se tienen los resultados, mostrados en las tablas 2, 3 y 4. En cuanto a la métrica de tiempo se obtuvieron los resultados mostrados en tabla 5.

Tabla 2 Porcentaje de tareas completadas.

Usuario	Porcentaje de tareas completadas
Usuario 1	100%
Usuario 2	100%
Usuario 3	29%
Usuario 4	100%
Usuario 5	100%

Tabla 3 Porcentaje de funciones relevantes utilizadas.

Usuario	Porcentaje de funciones relevantes
Usuario 1	100%
Usuario 2	100%
Usuario 3	0%
Usuario 4	100%
Usuario 5	100%

Tabla 4 Número de errores cometidos.

Usuario	Número de errores cometidos
Usuario 1	0
Usuario 2	1
Usuario 3	5
Usuario 4	1
Usuario 5	0

Tabla 5 Tiempo empleado en el primer intento de cada tarea (en segundos).

Usuario/Tarea	1	2	3	4	5	6	7
Usuario 1	5	5	5	5	5	5	5
Usuario 2	20	20	20	20	20	20	20
Usuario 3	180	180	-	-	-	-	-
Usuario 4	10	10	10	10	10	10	10
Usuario 5	5	5	5	5	5	5	5

En cuanto a la métrica de grado de satisfacción se tienen los siguientes resultados:

- Porcentaje de usuarios que califican el módulo como satisfactorio: 75%.
- Porcentaje de usuarios que se sienten en control del módulo: 75%.

#### **4. Discusión**

Los resultados muestran que es posible aplicar la arquitectura institucional a un caso particular, además de que se realizó la adecuada correspondencia entre el modelado de procesos y el diseño del dominio de aplicaciones de la arquitectura institucional.

Se cubrieron cada uno de los dominios de la arquitectura institucional, los cuales se mencionan a continuación: En la arquitectura de negocio se modelaron los subprocesos necesarios para la gestión de proyectos de investigación, se mostraron algunos ejemplos. En cuanto a la arquitectura de datos se diseñó e implementó la base de datos relacional para almacenar los datos involucrados en el proceso de gestión de proyectos de investigación. En relación a la arquitectura de aplicaciones, se desarrolló el módulo que cubre las funciones necesarias para el seguimiento de los proyectos y los cuales están relacionados con el modelado de procesos realizado, en este módulo se realizó las interfaces gráficas del módulo. En cuanto a la arquitectura tecnológica se estableció el software y hardware necesario para llevar a cabo el desarrollo de este trabajo.

Como se mencionó en la sección de la revisión del estado del arte, los trabajos relacionados no involucran el enfoque de modelado de procesos, por lo cual esos trabajos no están alineados al plan de desarrollo de las Instituciones. Por otra parte, no siguen o aplican un marco para la elaboración de sus herramientas o sistemas, ambos puntos son abordados durante la elaboración del presente trabajo, el cual pretende mostrar la aplicación de la arquitectura institucional a un caso particular.

Hasta el momento no se han realizado evaluaciones específicas del módulo de gestión de proyectos de investigación de manera completa, sin embargo, se han realizado pruebas de usabilidad al prototipo desarrollado, identificado en la métrica de exactitud resultados alentadores al completar casi todos los usuarios las tareas encomendadas, así como un porcentaje alto en la utilización de funciones

relevantes, y en la gran mayoría de los usuarios un pequeño número de errores cometidos, por lo tanto se asume una rápida familiarización del uso y aprendizaje del módulo. Por otro lado se puede observar en la métrica de tiempo que los usuarios pueden completar las tareas en tiempos relativamente rápidos, lo que indica que la curva de aprendizaje es reducida y pueden ejecutar las tareas en un tiempo corto. Finalmente en la métrica de satisfacción se puede observar que tanto la satisfacción del usuario como el sentirse en control del módulo desarrollado son de un 75%.

Los resultados obtenidos en las pruebas de usabilidad son alentadores, lo anterior permite presuponer que el módulo brindará un mejor desempeño y eficiencia de los procesos administrativos, así como también un mejor control en el flujo de información, reduciendo el tiempo en trámites y delegando responsabilidades al módulo, sin embargo más pruebas son necesarias para confirmar estas ventajas.

## **5. Conclusiones**

La aplicación de la arquitectura institucional basada en los procesos clave de una IES, en particular la UAM, contribuye en una mejor organización que facilita la optimización de recursos. El propósito y los objetivos trazados para este trabajo fueron alcanzados ya que se diseñaron, modelaron e implementaron 7 subprocesos de los procesos de seguimiento a proyectos de investigación y se integraron todos ellos en el módulo desarrollado.

Como se mencionó en la introducción, en la actualidad la CAA de la UAM-A no cuenta con una herramienta que los apoye en el seguimiento tanto a las convocatorias publicadas, como a los proyectos aprobados, lo cual conlleva a errores humanos, trámites poco eficientes y que llevan mucho tiempo, el desarrollo del presente módulo involucrado con los procesos clave de la Institución pretende subsanar parte de los problemas que emergen de la actual situación.

El módulo del sistema de gestión digital se realizó con aplicaciones Web desarrolladas en PHP. Se integró un control de acceso común para la aplicación, el cuál, genera dinámicamente una vista con las secciones que el usuario puede acceder de acuerdo con su perfil o rol. El SIGPI funciona desde un navegador, por

lo que no es necesario instalar ningún software adicional en los equipos de los usuarios finales.

Como trabajo futuro se espera integrar la sección que realice las notificaciones de los avances de proyectos aprobados, así como la realización de pruebas específicas sobre el sistema completo, para posteriormente subirlo a uno de los servidores con que cuenta la UAM para su uso en producción.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] OMG, BPMN (Business Process Modeling Notation), 20 Febrero 2017, de Object Management Group: <http://www.bpmn.org/>.
- [2] Shek Munz, I.M., El enfoque de gestión de proyectos en las organizaciones dedicadas a proyectos de investigación. Caso: Grupo de Investigación GIRH. *Revista Escuela de Administración de Negocios*, núm. 74, pp. 152-161, 2013.
- [3] Sierra Gutiérrez, A., Los Sistemas de Gestión en Centros de Investigación y Desarrollo e Innovación y las relaciones Academia Industria, pp.1-26, 2010.
- [4] Silva López, R.B., Castillo Velázquez, J.I., Hernández Rodríguez, J.A., Pablo-Leyva, H., Technological Architecture for Higher Education Institution. *EDULEARN17 Proceedings*. pp. 1010-1017, 2017.
- [5] Silva López, R.B, Cruz Miguel, E., Hernández Rodríguez, J., Fallad Chávez, J., Hanel Del Valle, J., Architecture Framework of Key Processes of a Higher Education Institution. *INTED2017 Proceedings*. pp. 9696-9704. doi: 10.21125/inted.2017.2289, 2017.
- [6] Silva López, R.B., Silva-López, M.I., Méndez-Gurrola, I.I., Fallad Chávez, J., De la Garza Vizcaya, E., Digital Management System for a Higher Education Institution. *INTED2017 Proceedings*. pp. 9686-9695. doi: 10.21125/inted.2017.2286, 2017.
- [7] Vega González, L.R., Modelo de gestión de proyectos de desarrollo tecnológico y vinculación de un centro de I&DT universitario. *Ingeniería Investigación y Tecnología*. Vol. XII, Núm. 1, pp. 73-82, 2011.

# IDENTIFICACIÓN DE LOS FACTORES ADVERSOS QUE INFLUYEN EN LOS JÓVENES EGRESADOS PARA INCORPORARSE AL CAMPO LABORAL

***Luis Alberto Morales Rosales***

Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo

*lamorales@conacyt.mx*

***Mariana Lobato Báez***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico Superior de Libres

*elegancia\_14@hotmail.com*

***Ignacio Algreto Badillo***

Universidad Politécnica de Tlaxcala

*ignacio.algreto@uptlax.edu.mx*

***Héctor Rodríguez Rangel***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Culiacán

*hrodriguez@itculiacan.edu.mx*

## **Resumen**

En México concluir una carrera universitaria no es garantía de incorporarse al campo laboral de manera inmediata, cada vez es más difícil conseguir empleo con un salario competitivo. El propósito principal de esta investigación es realizar un análisis, mediante la utilización de regresión lineal múltiple, que permita identificar las barreras que enfrentan los recién egresados para incorporarse al campo laboral. En primera instancia se diseñó un instrumento de medición con un total de 20 reactivos. El instrumento fue aplicado a una muestra de 158 recién egresados para identificar la asociación de variables causantes de su falta de contratación inmediata en el mercado laboral. El análisis indica que estamos muy lejos de contar con una economía fuerte que permita a egresados una rápida inserción



laboral debido a su falta de experiencia laboral y al miedo, al fracaso, al emprender un negocio con motores de crecimiento propio.

**Palabras Claves:** Campo laboral, instrumento de medición, muestra, regresión lineal múltiple.

## **Abstract**

*Mexico after the conclusion of a university career is not a guarantee to join immediately into the labor field. Nowadays, it is becoming more difficult to get a job with a competitive salary. In this research, a multiple linear regression analysis to identify obstacles that graduates confront when they are looking for the first job as professional graduate. A survey instrument of 20 questions was designed to measure the obstacles. The survey was applied to 158 university graduates by identifying factors associated to the obstacles that graduates confront in the labor field. The analysis indicates that we are far from having a strong economy that allow to the graduates a fast integration to the work because they present lack of work experience and fear of failure to starts their own business with an engine that allows a continuous growing.*

**Keywords:** Labor field, multiple linear regression, sampling, survey instrument.

## **1. Introducción**

En México concluir una carrera profesional no es una garantía para obtener un empleo. Según datos del Instituto Nacional de Estadística y Geografía [INEGI, 2015] del primer trimestre del 2015, existen en nuestro país 884,237 personas que tienen un grado superior de estudios, pero se encuentran desempleados y sin una oportunidad inmediata de conseguir un empleo. Un factor alarmante al que se enfrentó la población joven en el desarrollo de su vida es el desempleo, que para el cuarto trimestre del 2013, la tasa de desocupación entre los 14 y 29 años fue de 7.7%, siendo mayor para las mujeres (8.8%) que para los hombres (7.0%); esto, según la Encuesta Nacional de Ocupación y Empleo (ENOE) [Oliveira, 2006]. Del total de la Población Económicamente Activa de 14 a 29 años de edad, el 32.1% trabaja, el 11.2% estudia y trabaja y el 6.7% busca trabajo o iniciar un negocio

propio, así lo señala la Encuesta Nacional de Juventud (ENJ). En este sentido, indica que sólo 1 de cada 10 jóvenes dice haber intentado alguna vez poner su propio negocio [IMJUVE, 2014].

La primera experiencia profesional corresponde a prácticas profesionales, estancias laborales con duración mayor de 6 meses y menores de un año, empleo formal de tiempo completo y tiempo parcial dentro de un centro de trabajo; no se incluyen actividades de servicio social, trabajo de becario o proyectos temporales dentro de la universidad. De acuerdo con la Organización la Cooperación y el Desarrollo Económico [OCDE, 2017] estima que con base en las tendencias actuales, los jóvenes mayores de 22 años tardarán aproximadamente un año y medio en colocarse en algún puesto y, cuando lo logran, su salario será incluso menor al que obtiene un trabajador con estudios de secundaria [Madero et. al, 2016].

Ciertas carreras en México están exhibiendo una tendencia a la alza en el número de egresados que encuentran empleo y otras a la baja, las Ingenierías se han visto beneficiadas, otras carreras como formación docente, enfermería y agronomía han tenido una importante tendencia a la baja en el número de ocupados que estudiaron esa carrera, esto lo relacionamos a las principales actividades laborales en México, en donde el comercio y la industria de la transformación ocupan los primeros lugares, aquí es importante notar que hay tendencias mundiales en países más desarrollados en materia de educación y tipos de empleo que México debería observar de cerca para reevaluar su modelo económico y educativo [Del Campo et. al, 2008].

Recientemente la Universidad Autónoma de México (UAM) señaló que la falta de empleos de calidad ha provocado un desequilibrio en la relación oferta-demanda de profesionales, generando que las tasas altas de desempleo se encuentren en los niveles educativos más altos. Una de las consecuencias en los egresados es la ocupación de puestos donde están sobre calificados; por ejemplo, ingenieros haciendo labores de técnicos. Es decir, ante la falta de empleos, los profesionales se tienen que ocupar en empleos que subutilizan sus capacidades [Cantillo, 2014]. En datos revelados por el INEGI la tasa de desempleo descendió, notando que no

todos los mexicanos que tienen empleo reciben un buen salario. En realidad, los universitarios mexicanos según la Asociación Nacional de Universidades e Instituciones de Educación Superior (ANUIES) pueden llegar a demorar muchos años antes de conseguir un empleo formal luego de ser contratados como becarios [Universia, 2014]. Existen tres dimensiones que el autor Zarifian señala; la capacidad de utilizar lo ya aprendido para dar respuestas a situaciones no previstas; las habilidades de comunicación (intercambio de formación, fomento de relaciones interpersonales); y la capacidad de tener en cuenta las necesidades del otro, la actitud y el saber ligado al servicio [Zarifian, 1999]. Un principal aspecto se refiere al "saber hacer" y "reflexionar sobre el hacer", que implican una compleja relación entre saberes teóricos y prácticos, incluyendo también competencias personales [Gallart et. al 1995]. Todo esto conlleva a que no existe un problema de inserción laboral común para todos los jóvenes, sino una variedad de problemas específicos [Weller, 2003].

Cuando la correspondencia entre la preparación adquirida por los jóvenes y la que es necesaria para desempeñar exitosamente las ocupaciones a las que ellos aspiran es insuficiente, se genera el problema que se conoce con el nombre de 'desempleo funcional' (o 'friccional'). La solución del mismo está generalmente al alcance de los responsables de las instituciones educativas. Pero cuando no existe un razonable equilibrio entre las cantidades de jóvenes que son preparados en el sistema escolar y la capacidad del sistema productivo para absorberlos adecuadamente, se genera el problema al que podemos asignar la denominación de "subempleo estructural". Para solucionarlo, también es necesaria la intervención de quienes diseñan e implementan las políticas públicas que influyen en el desarrollo económico y social del país [Muñoz, 2006].

La empleabilidad de los jóvenes que egresan de las instituciones de educación superior (IES) es decir, la probabilidad de que ellos desempeñen una ocupación adecuada a su preparación académica depende del grado en que se alcancen dos objetivos distintos. Por un lado, es necesario lograr una suficiente correspondencia entre las características de esa formación y los requerimientos de las ocupaciones conocimientos, competencias y actitudes necesarios para trabajar exitosamente

en su profesión que esos jóvenes desean desempeñar en el mercado laboral [Muñoz, 2006].

Según Wellen la falta de empleo se debe a la preparación inadecuada de los y las jóvenes para el mercado de trabajo en los sistemas de capacitación y educación. Sobre todo el bajo nivel de educativo, pierden peso en la estructura ocupacional, en la estructura manufacturera [Weller, 2003].

Sin embargo, ha disminuido la proporción de jóvenes desempleados en la cifra total de desempleo, en gran parte debido a la disminución de los jóvenes en la población trabajadora [Fawcett, 2002].

Así mismo, cuando un joven se encuentra sin trabajo durante un tiempo relativamente largo, sin ingresos económicos propios, y sin demasiado apoyo familiar, poco a poco empieza a reducir su círculo de amistades y se va aislando de su fragmento de sociedad, de relaciones sociales. Llegados a este punto puede comenzar a aparecer también algunos aspectos de exclusión cultural [Espluga et. al, 2004].

En este trabajo se presenta el análisis de un instrumento diseñado para identificar los principales factores que contribuyen a la inserción inmediata en el campo laboral de los graduados universitarios. En particular, se realizó el análisis con regresión lineal múltiple de una muestra de 158 jóvenes graduados encuestados en la Ciudad de Libres, Puebla.

## **2. Métodos**

### **Diseño del Instrumento de Medición para Pronosticar las Causas de Desempleo Laboral**

Para el desarrollo de la investigación se diseñó un instrumento de medición que permitió identificar los indicadores y variables que enfrentan los profesionistas recién egresados para incorporarse al campo laboral. El instrumento ofrecerá la radiografía de las causas principales que los recién egresados enfrentan. Una parte importante para el diseño del instrumento radica en considerar tanto los agentes externos como internos involucrados dentro del campo laboral, considerando aspectos referentes a la falta de experiencia, contexto educativo,

presentación personal, y la actitud ante diversas situaciones. Estas categorías ofrecen una perspectiva del entorno en el que el profesionista desempeña sus labores en el área correspondiente. Ejemplo de estas preguntas podemos mencionar: ¿Cuáles son las principales amenazas que los recién egresados enfrenta?, ¿Qué aspectos considera que influyen para conseguir empleo?, ¿Qué tiempo tardó en incorporarse al campo laboral?, ¿El miedo al fracaso influyen para que usted no emprenda su propio negocio?, ¿Qué aspectos considera que se deben tomar en cuenta en una entrevista de trabajo?, entre otras, ver figura 1.

1.- ¿Cuáles son las principales amenazas que los recién egresados enfrentan?
2.- ¿Piensa que el mercado de trabajo actual le ofrece suficientes oportunidades para incorporarse al mundo laboral?
3.- ¿Considera que tiene suficientes competencias para desempeñarse en el ámbito laboral de acuerdo a su formación académica?
4.- ¿Qué tiempo tardó en integrarse al campo laboral?
5.- De acuerdo a su experiencia, ¿Cuál considera que fue la causa principal por la cual no conseguía empleo?
6.- ¿Qué aspectos considera que influyen para conseguir empleo?
7.- ¿El prestigio de la universidad influye para conseguir empleo?
8.- ¿Qué aspectos considera que se deben tomar en cuenta en una entrevista de trabajo?
9.- Antes de conseguir su primer empleo, ¿Cuáles eran sus expectativas laborales?
10.- ¿La presentación en tu vestimenta fue de ayuda para integrarte al campo laboral?
11.- ¿Su lenguaje corporal y verbal influyeron para obtener empleo?
12.- ¿La amabilidad con el entrevistador influye para ser contratado?
13.- ¿Cree que con su formación académica está preparado para integrarse al campo laboral?
14.- En un porcentaje de 0% al 100% ¿Qué porcentaje de empresas considera que ofrecen alguna capacitación?
15.- ¿Considera que es importante su comodidad para el primer empleo?
16.- ¿Considera que es necesario cambiar de lugar de residencia para cambiar empleo?
17.- Si existen muchas dificultades para conseguir empleo ¿Por qué no tiene la iniciativa para emprender su propio negocio?
18.- ¿En qué medios de comunicación recomienda acudir para conseguir empleo?
19.- ¿El miedo al fracaso influyen para que usted no emprenda su propio negocio?
20.- Actualmente ¿trabaja de manera formal o informal?

Figura 1 Instrumento de medición para pronosticar las causas del desempleo laboral.

## Sustento de las Escalas de las Variables

El instrumento diseñado integra un cuestionario de 20 items. El instrumento de medición fue previamente validado por tres grupos del 10% del total de la muestra. Las preguntas fueron contestadas por profesionistas de 22 a 30 años de edad. Para la selección de las respuestas se utilizó la escala Likert, en donde las preguntas fueron presentadas a los encuestados y codificadas posteriormente al ser contestadas de acuerdo a su criterio. A cada pregunta se le asignó una respuesta representativa, figura 2.

## Selección del Tamaño de la muestra

Para el desarrollo del Modelo de Análisis para Pronosticar Causas del Desempleo Laboral se utilizó la fórmula propuesta por Murray y Larry, ver

ecuación 1, la cual es aplicable cuando el tamaño de la muestra es una población infinita o desconocida.

$$n = \frac{Z_{\alpha}^2 * p * q}{i^2} \quad (1)$$

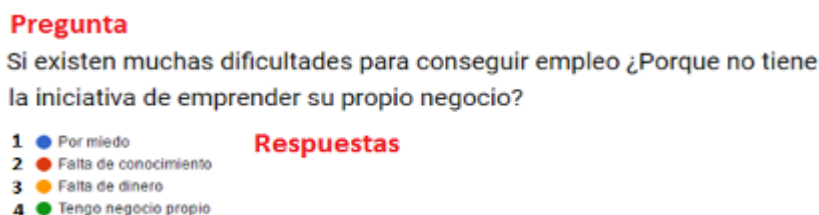


Figura 2 Ejemplo de codificación con la escala de Likert.

Al aplicar la ecuación 1, se obtuvieron los siguientes resultados:

- Muestra total: 158 personas.
- Nivel de confianza: 95%
- Intervalo de confianza: 8%

Por lo tanto, cabe destacar que entre el 42% y 58% los encuestados coincidirán en generar las mismas repuestas en dichas preguntas.

### Recolección de Datos

El instrumento de medición fue aplicado a profesionistas recién egresados, 68 mujeres y 90 hombres, con edades que oscilan entre los 22 y 30 años del Instituto Tecnológico Superior de Libres, ubicado en Libres, Puebla. Los egresados pertenecen a las carreras de Ingeniería en Sistemas Computacionales, Ingeniería en Industrias Alimentarias, Ingeniería Electromecánica, e Ingeniería Industrial. Los encuestados se encuentran trabajando en las empresas regionales. Las preguntas que se presentan en el instrumento son cerradas, por lo que contienen categorías y opciones de respuesta que han sido previamente delimitadas. Para que los encuestados tengan flexibilidad y rapidez para contestar las preguntas, el cuestionario también fue alojado en línea pudiendo tener acceso mediante una página de internet. La utilización del cuestionario en línea permitió la manipulación

de los datos de forma rápida, recepción inmediata, comodidad al encuestado, mayor número de respuestas y mayor calidad al eliminar intermediarios.

### Análisis de los Datos

Para el tratamiento de datos una parte importante es la recolección y aplicación de los datos del instrumento de medición seleccionado. Para ello se generó una encuesta en línea donde se facilitó la manipulación de la información para llevar a cabo el análisis de los datos. Esta información obtenida del instrumento permitió utilizar el conocimiento para formular el análisis mediante regresión lineal múltiple. Con ello, fue posible organizar las respuestas de los egresados al analizar cada una de las variables de que influyen para no ingresar de manera inmediata al sector laboral (tabla 1). En primera instancia, se presenta la respuesta del instrumento donde se observan las diferentes respuestas obtenidas por el instrumento diseñado.

Tabla 1 Respuestas de los egresados.

Pregunta	Respuestas
<p>1. ¿Cuáles son las principales amenazas que los recién egresados enfrentan?</p> <p>Codificación                      Respuestas</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Experiencia laboral–competencia      105</li> <li>• 2-Miedo    24</li> <li>• 3-Falta de fuente de información      5</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Experiencia laboral-competencia</li> <li>• Miedo</li> <li>• Falta de fuentes de información</li> <li>• Desempleo</li> <li>• Idioma</li> </ul>
<p>2. ¿Piensa que el mercado de trabajo actual le ofrece suficientes oportunidades para incorporarse al mundo laboral?</p> <p>Codificación                      Respuestas</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Si    32</li> <li>• No    90</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• SI</li> <li>• NO</li> <li>• Pocas oportunidades</li> </ul>
<p>3. ¿Considera que tiene suficientes competencias para desempeñarse en el ámbito laboral de acuerdo a su formación académica?</p> <p>Codificación                      Respuestas</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• 1-Si    100</li> <li>• 2-No    58</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• SI</li> <li>• NO</li> </ul>

Tabla 1 Respuestas de los egresados (continuación 1).

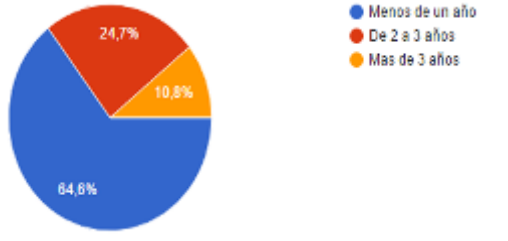


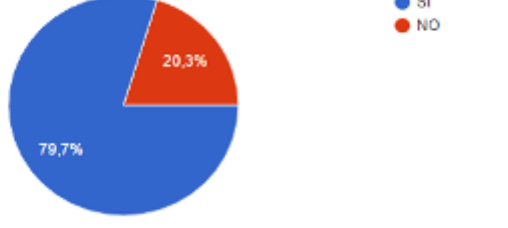

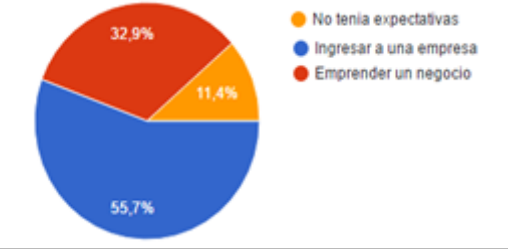
<p><b>4. ¿Qué tiempo tardó en integrarse al campo laboral?</b></p> <table border="0"> <thead> <tr> <th>Codificación</th> <th>Respuestas</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>• 1-Menos de un año</td> <td>111</td> </tr> <tr> <td>• 2-De 2 a 3 años</td> <td>40</td> </tr> <tr> <td>• 3-Más de 3 años</td> <td>17</td> </tr> </tbody> </table>	Codificación	Respuestas	• 1-Menos de un año	111	• 2-De 2 a 3 años	40	• 3-Más de 3 años	17	 <p> <span style="color: blue;">●</span> Menos de un año  <span style="color: red;">●</span> De 2 a 3 años  <span style="color: orange;">●</span> Mas de 3 años         </p>		
Codificación	Respuestas										
• 1-Menos de un año	111										
• 2-De 2 a 3 años	40										
• 3-Más de 3 años	17										
<p><b>5. De acuerdo a su experiencia, ¿Cuál considera que fue la causa principal por la cual no conseguía empleo?</b></p> <table border="0"> <thead> <tr> <th>Codificación</th> <th>Respuestas</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>• Falta de experiencia</td> <td>98</td> </tr> <tr> <td>• Por falta de interés</td> <td>21</td> </tr> </tbody> </table>	Codificación	Respuestas	• Falta de experiencia	98	• Por falta de interés	21	 <p> <span style="color: orange;">●</span> Falta de experiencia  <span style="color: blue;">●</span> Por falta de interés  <span style="color: red;">●</span> Falta de dominio de otro idioma         </p>				
Codificación	Respuestas										
• Falta de experiencia	98										
• Por falta de interés	21										
<p><b>6. ¿Qué aspectos considera que influyen para conseguir empleo?</b></p> <table border="0"> <thead> <tr> <th>Codificación</th> <th>Respuestas</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>• Experiencia laboral</td> <td>61</td> </tr> <tr> <td>• Habilidad-conocimiento</td> <td>65</td> </tr> <tr> <td>• Contacto con amigos y familiares</td> <td>16</td> </tr> <tr> <td>• Actitud</td> <td>16</td> </tr> </tbody> </table>	Codificación	Respuestas	• Experiencia laboral	61	• Habilidad-conocimiento	65	• Contacto con amigos y familiares	16	• Actitud	16	 <p> <span style="color: blue;">●</span> Experiencia laboral  <span style="color: orange;">●</span> Habilidad-conocimiento  <span style="color: grey;">●</span> Contacto con amigos y familiares  <span style="color: yellow;">●</span> Actitud         </p>
Codificación	Respuestas										
• Experiencia laboral	61										
• Habilidad-conocimiento	65										
• Contacto con amigos y familiares	16										
• Actitud	16										
<p><b>7. ¿El prestigio de la universidad influye para conseguir empleo?</b></p> <table border="0"> <thead> <tr> <th>Codificación</th> <th>Respuesta</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>• Si</td> <td>126</td> </tr> <tr> <td>• No</td> <td>32</td> </tr> </tbody> </table>	Codificación	Respuesta	• Si	126	• No	32	 <p> <span style="color: blue;">●</span> SI  <span style="color: red;">●</span> NO         </p>				
Codificación	Respuesta										
• Si	126										
• No	32										
<p><b>8. ¿Qué aspectos considera que se deben tomar en cuenta en una entrevista de trabajo?</b></p> <table border="0"> <thead> <tr> <th>Codificación</th> <th>Respuesta</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>• Competencias y conocimientos</td> <td>42</td> </tr> <tr> <td>• Presentación y seguridad oral.</td> <td>116</td> </tr> </tbody> </table>	Codificación	Respuesta	• Competencias y conocimientos	42	• Presentación y seguridad oral.	116	 <p> <span style="color: blue;">●</span> Competencias y conocimiento  <span style="color: orange;">●</span> Presentación y seguridad oral         </p>				
Codificación	Respuesta										
• Competencias y conocimientos	42										
• Presentación y seguridad oral.	116										
<p><b>9. Antes de conseguir su primer empleo, ¿Cuáles eran sus expectativas laborales?</b></p> <table border="0"> <thead> <tr> <th>Codificación</th> <th>Respuestas</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>• No tenía expectativas</td> <td>18</td> </tr> <tr> <td>• Ingresar a una empresa</td> <td>88</td> </tr> <tr> <td>• Empezar un negocio</td> <td>52</td> </tr> </tbody> </table>	Codificación	Respuestas	• No tenía expectativas	18	• Ingresar a una empresa	88	• Empezar un negocio	52	 <p> <span style="color: orange;">●</span> No tenía expectativas  <span style="color: blue;">●</span> Ingresar a una empresa  <span style="color: red;">●</span> Empezar un negocio         </p>		
Codificación	Respuestas										
• No tenía expectativas	18										
• Ingresar a una empresa	88										
• Empezar un negocio	52										



Tabla 1 Respuestas de los egresados (continuación 2).

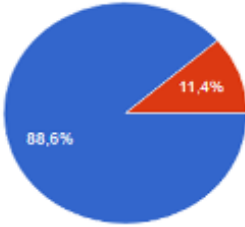
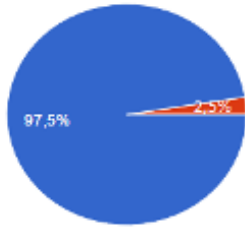
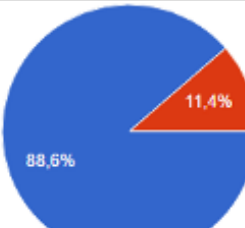
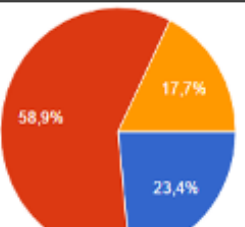
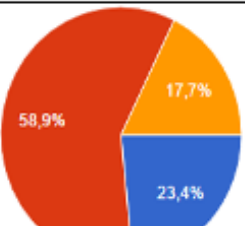
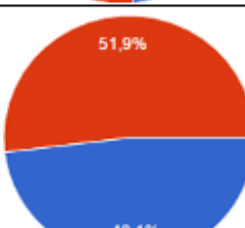
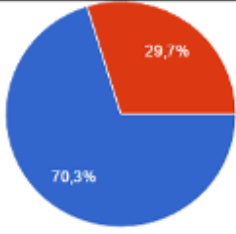
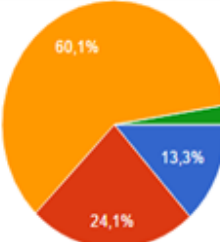
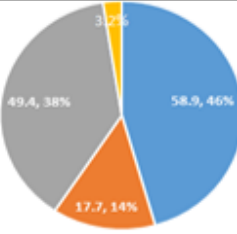
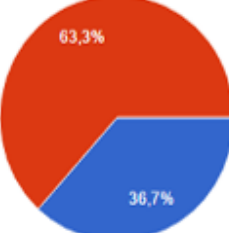
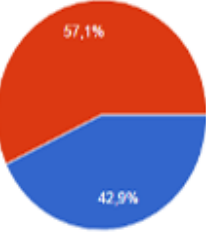
<p>10. ¿La presentación en tu vestimenta fue de ayuda para integrarte al campo labora?</p> <p>Codificación                      Respuestas</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Si                                      140</li> <li>• No                                    18</li> </ul>	 <p>• SI • NO</p>
<p>11. ¿Su lenguaje corporal y verbal influyeron para obtener empleo?</p> <p>Codificación                      Respuestas</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Si                                    154</li> <li>• No                                    4</li> </ul>	 <p>• SI • NO</p>
<p>12. ¿La amabilidad con el entrevistador influye para ser contratado?</p> <p>Codificación                      Respuestas</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Si                                    140</li> <li>• No                                    18</li> </ul>	 <p>• SI • NO</p>
<p>13. ¿Cree que con su formación académica está preparado para integrarse al campo laboral?</p> <p>Codificación                      Respuesta</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• 10-30%                            36</li> <li>• 31-60%                            96</li> <li>• 61-100%                           29</li> </ul>	 <p>• 10-30% • 31-60% • 61-100%</p>
<p>14. En un porcentaje de 0% al 100% ¿Qué porcentaje de empresas considera que ofrecen alguna capacitación?</p> <p>Codificación                      Respuestas</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• 10-30%                            36</li> <li>• 31-60%                            96</li> </ul>	 <p>• 10-30% • 31-60% • 61-100%</p>
<p>15. ¿Considera que es importante su comodidad para el primer empleo?</p> <p>Codificación                      Respuestas</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• 1-Si                                   77</li> <li>• 2-No                                81</li> </ul>	 <p>• SI • NO</p>

Tabla 1 Respuestas de los egresados (continuación 3).

<p>16. ¿Considera que es necesario cambiar de lugar de residencia para cambiar empleo?</p> <p>Codificación                      Respuestas</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Si                                      110</li> <li>• No                                    46</li> </ul>	 <p>● SI ● NO</p>
<p>17. Si existen muchas dificultades para conseguir empleo ¿Por qué no tiene la iniciativa para emprender su propio negocio?</p> <p>Codificación                      Respuestas</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Falta de conocimiento            38</li> <li>• Falta de dinero                      95</li> </ul>	 <p>● Por miedo ● Falta de conocimiento ● Falta de dinero ● Tengo negocio propio</p>
<p>18. ¿En qué medios de comunicación recomienda recurrir para conseguir empleo?</p> <p>Codificación                      Respuestas</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Internet                                72</li> <li>• Periodico                              22</li> <li>• Bolsa de trabajo                    60</li> </ul>	 <p>● Internet ● Periodico ● Bolsa de trabajo ● Radio</p>
<p>19. ¿El miedo al fracaso influyen para que usted no emprenda su propio negocio?</p> <p>Codificación                      Respuestas</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Si                                        58</li> <li>• No                                       100</li> </ul>	 <p>● SI ● NO</p>
<p>20. Actualmente ¿trabaja de manera formal o informal?</p> <p>Codificación                      Respuestas</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Formal                                68</li> <li>• Informal                              90</li> </ul>	 <p>● Formal ● Informal</p>

### 3. Resultados

#### Determinación de Variables Utilizando Regresión Lineal

Al utilizar regresión lineal se determinaron las variables representativas que influyen para analizar los factores y las relaciones causales que enfrentan los recién egresados para incorporarse al campo laboral. Para determinar la asociación de variables independientes:

- Variable 1. Oportunidades para incorporarse al campo laboral - 0.06182005.
- Variable 2. Razones por la cuales no se tiene empleo - 0.0217951.
- Variable 3. Aspectos a considerar para conseguir empleo - 0.0218987.
- Variable 4. Emprender un negocio - 0.14252252.
- Variable 5. Fracaso a emprender un negocio - 0.02055835).

Se realizó la corrida con regresión lineal de cada uno de los ítems presentados en el instrumento de medición, permitiendo identificar los valores más altos que indican mayor asociación entre la variable independiente (Factores que influyen para que los recién egresados se incorporen al campo laboral). Las tablas de la 2 a la 5 muestran las preguntas que tienen mayor asociación con la variable independiente en color rojo.

Tabla 2 Variables causales representativas.

Pregunta 1	Pregunta 2	Pregunta 3	Pregunta 4	Pregunta 5
0.00951201	<b>Variable 1</b> Oportunidades para incorporarse al campo laboral <b>0.06182005</b>	0.00671221	0.00902541	<b>Variable 2</b> Causas por la cuales no se tiene empleo <b>0.0217951</b>

Tabla 3 Variables causales representativas.

Pregunta 6	Pregunta 7	Pregunta 8	Pregunta 9	Pregunta 10
<b>Variable 3</b> Aspectos a considerar para conseguir empleo <b>0.0218987</b>	-0.00606882	-0.00606882	0.0152379	-0.00573581

Tabla 4 Variables causales representativas.

Pregunta 11	Pregunta 12	Pregunta 13	Pregunta 14	Pregunta 15
7.6683E-05	0.00908583	0.00276496	0.00951201	0.00068324

Tabla 5 Variables causales representativas.

Pregunta 16	Pregunta 17	Pregunta 18	Pregunta 19	Pregunta 20
0.00615322	<b>Variable 4</b> Emprender un negocio <b>0.14252252</b>	0.00906964	<b>Variable 5</b> Fracaso a emprender un negocio <b>0.02055835</b>	- 0.00122125

## **Análisis de Resultados del Variables Dependientes**

Para el análisis de los resultados de las variables dependientes, se identificaron los siguientes aspectos a considerar referentes a las respuestas obtenidas de los 158 recién egresado. En la tabla 6 se puede apreciar que los egresados opinan que desde la falta de oportunidades ofrecidas por las empresas, la falta de experiencia, la falta de certeza sobre las habilidades y conocimientos que presentan, y la falta de emprendimiento para generar su propia empresa estan asociados a una falta de seguimiento e integración desde que estudian sus carreras en conjunto con un vínculo que permita a las egresados de las escuelas acudir con una mayor certeza para su contratación.

Tabla 6 Variables con mayor correlación.

Variable Independiente(X). Factores que influyen para que los recién egresados se incorporen al campo laboral	
Variable dependiente(y)	Descripción
1. Oportunidades para incorporarse al campo laboral	El 57% de los encuestados indican que no hay suficientes oportunidades para incorporarse al campo laboral, mientras que el 23.4% describe que hay pocas oportunidades y el 19.6% indica que si hay oportunidades de incorporarse al campo laboral.
2. Causas principales por las cuales no se tiene empleo	El 62% indica que es por falta de experiencia, mientras que el 12.3%, por falta de interés y finalmente el 25.3% por falta de dominio de otro idioma.
3. Aspectos a considerar para conseguir empleo	El 49.4% indica que la experiencia laboral, mientras que el 51.3 menciona que las habilidades y conocimiento, el 17.1% contactos y amigo y finalmente el 18.4 indica que la actitud.
4. Emprender un negocio.	El 60.1% menciona no emprender un negocio por falta de dinero, mientras que el 24.1% falta de conocimiento, el 13.3% por miedo y finalmente el 3.5% tiene negocio propio.
5. Fracaso a emprender un negocio.	El 63.3% indica tener miedo al fracaso al emprender un negocio y el 36.7% indica tener seguridad en emprender un negocio.

## **Análisis de Causantes Utilizando Regresión Lineal Múltiple**

Para determinar las barreras que enfrentan los recién egresados al incorporarse al campo laboral, se utilizó el modelo de regresión lineal múltiple. La figura 3 y figura 4 representan la asociación de cada una de las variables dependientes con respecto a las respuestas que los encuestados ingresaron en el instrumento de medición, en este caso:

- Variable 1. Oportunidades para incorporarse al campo laboral es asociada a la respuesta con valor 2. No hay oportunidades para incorporarse al campo laboral).

- Variable 2. Causas principales por las cuales no se tiene empleo se encuentra asociada al valor 1 (Falta de experiencia laboral).
- Variable 3 asociado al valor 1 Aspectos a considerar para conseguir empleo (Experiencia laboral).
- Variable 4. Empezar un negocio asociada al valor 4 (Miedo a empezar un negocio propio).
- Variable 5 Fracaso a empezar un negocio asociado al valor 1 (La mayoría de las personas tiene miedo al fracaso).

Estadísticas de la regresión								
Coefficiente de correlación múltiple	0.53640461							
Coefficiente de determinación R <sup>2</sup>	0.28772991							
R <sup>2</sup> ajustado	0.26414481							
Error típico	1.76036671							
Observaciones	157							
ANÁLISIS DE VARIANZA								
	Grados de libertad de cuadrado de los cuadrados			F	Valor crítico de F			
Regresión	5	96.8971701	19.379434	12.1956464	6.13803E-10			
Residuos	151	239.867161	1.58852425					
Total	156	336.764331						
	Coefficientes	Error típico	Estadístico t	Probabilidad	Inferior 95%	Superior 95%	Inferior 95.0%	Superior 95.0%
Intercepción	-0.14386834	0.57696236	-0.24925481	0.80342521	-1.283822943	0.99609326	-1.283822944	0.996093261
Variable 1. Oportunidades para incorporarse laboralmente, Valor 2	-0.54557054	0.15674606	-3.48060134	0.00065427	-0.855269233	-0.23587185	-0.85526923	-0.235871848
Variable 2. Causa principal por la cual no se tiene empleo, Valor 1	0.06501731	0.13107307	0.49603869	0.62058835	-0.193956719	0.32399315	-0.19395672	0.323993148
Variable 3. Aspectos a considerar para conseguir empleo, Valor 1	0.28212599	0.09547309	2.95503148	0.00362818	0.093490359	0.47076162	0.09349036	0.470761621
Variable 4. Empezar un negocio, Valor 4	0.58355051	0.12487186	4.67319452	6.5161E-06	0.336828814	0.8302722	0.33682881	0.830272201
Variable 5. Fracaso a empezar un negocio, Valor 1	0.67395193	0.22121932	3.04653294	0.002733	0.236867047	1.11103682	0.23686705	1.111036818

Figura 3 Regresión Lineal Múltiple.

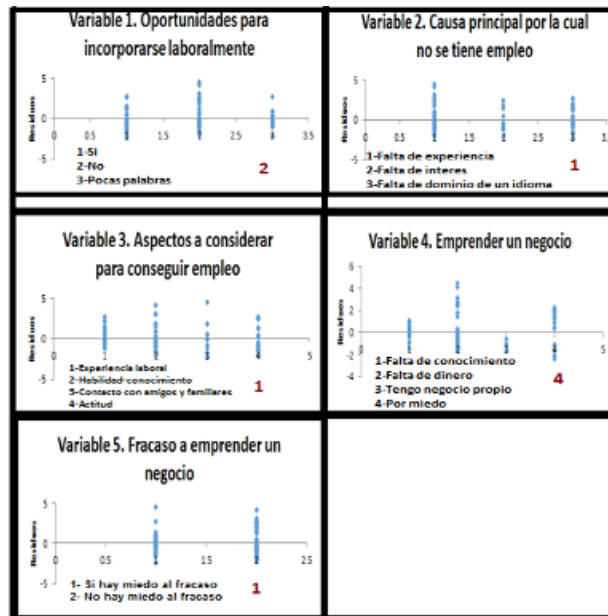


Figura 4 Regresión múltiple de los factores principales de desempleo.

## 5. Conclusiones

Después de aplicar el instrumento de medición e implementar el modelo de Regresión Lineal Múltiple se puede concluir que de acuerdo al análisis de las variables se determinaron que existen pocas oportunidades para incorporarse de manera formal al campo laboral para los recién egresados, las causantes principales son falta de experiencia laboral aunado a esto las habilidades y conocimientos adquiridos en la formación académica de cada uno de los estudiantes. El fomentar alguna actividad empresarial entre los alumnos a punto de graduarse, los recién egresados y la industria es una estrategia de desarrollo que a pesar de los esfuerzos por las instituciones no se ha concretado. Por ello, se requieren mayores integraciones con el campo laboral para contribuir al desarrollo sostenible. Por otra parte, la mayoría de los recién egresados tienen miedo al fracaso para emprender un negocio asociado a la falta de economía para emprenderlo y muchos de ellos no confían en sus habilidades y capacidades desarrolladas.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] C. Muñoz Izquierdo, « Determinantes de la empleabilidad de los jóvenes universitarios y alternativas para promoverla,» *Papeles de Población*, vol. 12, núm. 49, julio-septiembre, pp. 75-89, 2006.
- [2] C. S. Fawcett, «Los jóvenes latinoamericanos en transición: Un análisis sobre el desempleo juvenil en América Latina y el Caribe,» Banco Interamericano de Desarrollo, pp. 1-59, Julio, 2002.
- [3] Del Campo González Pico, Refugio Alberto, Un modelo para mejorar la colocación de recién egresados en el ámbito laboral en México, *Universidades*, núm. 39, octubre-diciembre, pp. 21-27, 2008.
- [4] IMJUVE, «Instituto Mexicano de la Juventud,» 24 Diciembre 2014: <https://www.gob.mx/imjuve/prensa/apoya-imjuve-emprendedores-de-38-2-millones-de-jovenes-mexicanos?idiom=es>. [Último acceso: 23 Marzo 2017].
- [5] J. Weller, «La problemática inserción laboral de los y las jóvenes,» *Serie macroeconomía del desarrollo*, vol. CEPAL, nº 28, 2003.

- [6] INEGI, «Resultados De La Encuesta Nacional De Ocupación Y Empleo»: [http://www.inegi.org.mx/saladeprensa/boletines/2015/enoe\\_ie/enoe\\_ie2015\\_05.pdf](http://www.inegi.org.mx/saladeprensa/boletines/2015/enoe_ie/enoe_ie2015_05.pdf).
- [7] Josep Espluga, Josep Baltierrez, Louis Lemkow, «Relaciones entre salud, el desempleo de larga duracion y la exclusion social de los jovenes,» Cuadernos de Trabajo Social (ISSN 0214-0314, ISSN-e 1988-8295) Vol 17 (2004)
- [8] Madero-Gómez, Sergio M.; Olivas-Luján, Miguel R., Análisis de los factores del comportamiento organizacional en jóvenes que están iniciando su carrera laboral, *Estudios Gerenciales*, vol. 32, núm. 138, enero-marzo, 2016, pp. 51-59.
- [9] Muñoz Izquierdo, Carlos, Determinantes de la empleabilidad de los jóvenes universitarios y alternativas para promoverla, *Papeles de Población*, vol. 12, núm. 49, julio-septiembre, pp. 75-89, 2006.
- [10] OCDE, «Mejores Políticas Para Una Vida Mejor,» 2015: <http://www.oecd.org/centrodemexico/estadisticas/>.
- [11] María Antonia Gallart y Claudia Jacinto, «"Competencias laborales: tema clave en la articulación educación-trabajo",» Boletín de la Red Latinoamericana de Educación y Trabajo, CIID-CENEP, Año 6 N°2. Publicado en diciembre 1995.
- [12] Oliveira Orlandina, Jóvenes y precariedad laboral en México, *Papeles de Población*, vol. 12, núm. 49, julio-septiembre, pp. 37-73, 2006
- [13] P. Zarifian, *Objectif competente*, París: Liaisons, 1999.
- [14] Paulo Cantillo, El 40.4% de desempleados cuenta con estudios profesionales, *Diario Económico Imagen*, 25 Agosto 2014.
- [15] Universia, Mexico, Universitarios mexicanos: excelente formación pero poco salario, 19 Mayo 2014.

# **CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL MULTIFASE PARA APLICACIONES DE MICRO REDES DE CD**

***Jorge Rubén Morfín Orozco***

Tecnológico Nacional de México en Celaya

*orozo\_16@hotmail.com*

***Heriberto Rodríguez Estrada***

Tecnológico Nacional de México en Celaya

*joherodri@hotmail.com*

***Elías Rodríguez Segura***

Tecnológico Nacional de México en Celaya

*elias.rodriguez@itcelaya.edu.mx*

## **Resumen**

En este artículo se presenta el desarrollo de un convertidor bidireccional multifase para compensar disturbios entre buses de CD en una micro red mediante la transferencia de energía entre ellos. La topología utilizada es una estructura compuesta por cuatro convertidores reductores-elevadores entrelazados, el uso de inductores acoplados permite la cancelación del rizo de corriente de salida, el aumento de la densidad de potencia, así como la disminución en el tamaño del convertidor. Al ser un convertidor bidireccional, se busca la regulación en el bus del lado de alto voltaje y eventualmente se regula el bus de bajo voltaje cada uno con una estructura de control que tiene como objetivo una rápida respuesta dinámica a los cambios incrementales y decrementales de carga del 20% al 100%, relativa a la aplicación.

Al inicio, se describe la metodología para el diseño del convertidor, después se presentan las consideraciones de diseño de los inductores, posteriormente el desarrollo de la estructura de control. Finalmente, para validar el convertidor propuesto, se presentan resultados de simulación y experimentales a una potencia de 500 W.



**Palabras Claves:** Convertidor bidireccional, inductores acoplados, transferencia de energía.

## **Abstract**

*This paper presents a bidirectional interleaved converter development for energy transference between two direct current buses in a micro grid with the objective of compensating disturbances between buses. The selected topology is a composed structure of four interleaved buck-boost converters. This converter includes coupled inductors that allows a reduced size, cancel the output current ripple and enhance power density. Because the topology is a bidirectional converter, regulation in the high voltage side is reached, eventually, the low voltage bus is regulated with a control structure whose objective is fast dynamic response to incremental and decremental changes of load from 20% to 100 %, depending on the application.*

*At the beginning, a methodology for the design of the converter is described. Then, the design considerations of the inductors are presented. Later, the development of the control structure. Finally, to validate this development, simulation results are presented, converter implementation a 500 W is on process.*

**Keywords:** *Bidirectional converter, coupled inductors, energy transfer.*

## **1. Introducción**

Gran parte de la electricidad producida alrededor del mundo es generada en centrales que utilizan combustibles fósiles. Estos sistemas son robustos y confiables, pero la eficiencia en el proceso de generación es baja (50-60%) y da lugar a grandes cantidades de residuos contaminantes [Tom, 2006].

En la actualidad se ha vuelto una necesidad el uso de energías alternativas como lo es la energía solar y eólica, ya que la contaminación producto de la quema de los combustibles y sus efectos son cada vez más elevados.

En lo que se refiere a la generación y uso de las energías renovables se observa que en 2014 tan solo se generaba el 19.2% del total de la energía producida en el planeta, figura 1. En el año 2015 se tiene un incremento en las energías limpias de

4.5% del total, figura 2, por lo que el uso de combustibles fósiles bajo hasta el 73.3%. Se espera que para finales de 2017 se registre un aumento considerable en el uso y producción de electricidad a partir fuentes renovables [Sawin, 2016].

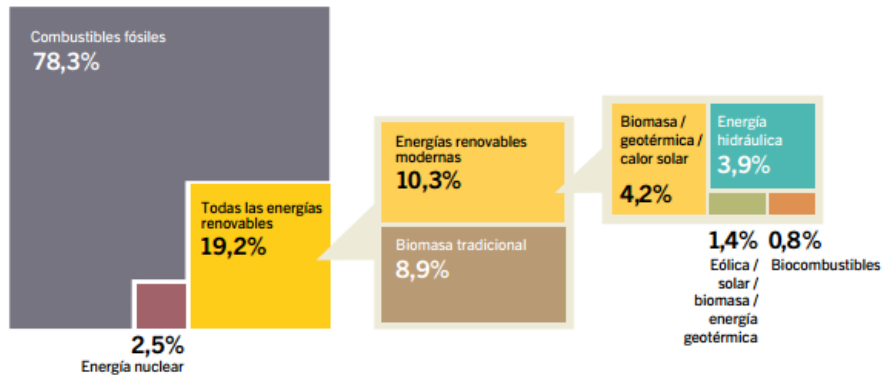


Figura 1 Energía renovable, en el consumo mundial final de energía, 2014.

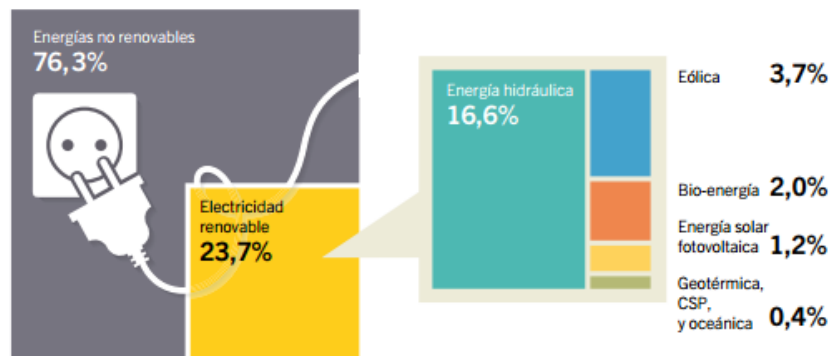


Figura 2 Energía renovable, en el consumo mundial final de energía, 2015.

Una solución que se tiene para la disminución de la utilización de recursos no renovables para la generación de energía y que ha comenzado a tomar importancia en años recientes es la micro red de CD. Una micro red de CD es un subconjunto autosustentable de un sistema de potencia que puede operar independientemente o conectado a la red. En aplicaciones de micro redes de CD es posible conectar diferentes fuentes de energía renovable para contar con energía disponible en los diferentes buses de CD, por lo que contar con un convertidor bidireccional entre éstos, nos permite compensar disturbios originados por la dinámica natural de la fuente de energía renovable y la conexión o desconexión de las cargas. Se propone el diseño de un convertidor de cuatro

etapas para disminuir el volumen del inductor sin afectar el rizo de corriente de salida, reducir las pérdidas y obtener una mejor disipación en los elementos magnéticos.

### **Marco Teórico**

En la literatura se encuentran diversas topologías de convertidores relacionados al tema en cuestión, a continuación, se presenta una breve revisión de algunos tipos de convertidores.

En [Morichetti, 2002] se presenta un convertidor reductor-elevador bidireccional para aplicaciones en vehículos eléctricos. Este tipo de convertidores presentan beneficios en el manejo de vehículos eléctricos, ya que, cuando un vehículo es impulsado, la máquina funciona como motor y el convertidor transfiere energía a partir de las baterías a la máquina de corriente continua (MCC). Cuando el vehículo desacelera, la máquina trabaja como generador, suministrando energía hacia las baterías (frenado regenerativo), un convertidor similar se muestra en [Stahl, 2012].

Algunas otras topologías, como la que se muestra en [Valencia, 2010], permite observar un convertidor reductor-elevador bidireccional en cascada para aplicaciones en vehículos eléctricos. La dirección del flujo de potencia en el convertidor puede ser determinada por una operación reductora o elevadora, dicha topología tiene aplicación en sistemas fotovoltaicos.

Se ha comprobado que al utilizar múltiples etapas en un convertidor se obtienen mejores resultados, por ejemplo, se reduce el rizo de corriente de salida y se incrementa la densidad de potencia al disminuir el tamaño de los núcleos utilizados en los inductores de dichos convertidores, al igual que una mayor eficiencia al dividir la corriente total uniformemente en diferentes ramas, evitando así el aumento en la temperatura.

En la literatura se encuentran diferentes topologías para convertidores multifase al igual que diversas técnicas de diseño. En [Neacsu, 2010] se desarrolla un nuevo conjunto de ecuaciones para un modelo de pequeña señal para un convertidor reductor-elevador en paralelo y multifase. Estos modelos presentan el

comportamiento de este tipo de convertidores, incluyendo el control independiente del ciclo de trabajo para cada una de las etapas del convertidor multifase, tomando en cuenta el efecto de pérdida de energía inherente de la interacción de las etapas del convertidor.

Existen topologías de convertidores elevadores para aplicaciones en paneles solares [Abbasi, 2016], [Parveen, 2016] con una alta eficiencia de hasta un 98 % y avanzadas estrategias de control, los cuales hacen que los sistemas fotovoltaicos sean compatibles con altos rangos de potencia. Utilizan la técnica de convertidores multifase para disminuir el rizo de corriente de salida, al igual que reducen las pérdidas en el convertidor, obteniendo una mejor operación que los convertidores convencionales.

En [Yang, 2012] se muestra la topología de un convertidor reductor elevador multifase, en el cual se acoplan los inductores  $L1$  con  $L3$  y  $L2$  con  $L4$  teniendo un desfase de 180 grados entre cada par de inductores. Cabe mencionar que solo se discute el convertidor en modo reductor y en lazo abierto.

## 2. Métodos

Con la finalidad de reducir el rizo de corriente de salida, disminuir la densidad de potencia y obtener una mayor eficiencia que un convertidor de una sola etapa, se propone un convertidor reductor-elevador bidireccional multifase, a diferencia del convertidor presentado en [Yang, 2012] se analiza en modo reductor y elevador y se propone un lazo de control para cada caso. La topología se muestra en la figura 3. Para mejorar el rendimiento del convertidor de una sola etapa, se presenta un convertidor de cuatro etapas en paralelo, esta técnica se utiliza para dividir la corriente total en cuatro diferentes líneas, así se obtiene una disminución significativa en el diseño físico. Dicho convertidor cuenta únicamente con dos modos de operación, en forma de reductor o elevador.

En la figura 4 se muestra el convertidor en modo reductor alimentado por la fuente  $V_r$  que aplica 190 V en las terminales de entrada del convertidor, con una resistencia de carga  $R_r$  de 4.6  $\Omega$ . En este modo de operación, la fuente  $V_e$  y la resistencia  $R_e$  se desconectan. Los interruptores  $sw1, sw3, sw5$  y  $sw7$  se activan

con pulsos desfasados 90 grados eléctricos uno con respecto del otro. Los otros cuatro quedan operando como complementarios. La corriente total  $IT$  que circula a través de los interruptores, idealmente, se divide en valores iguales en cada una de las ramas desde  $iL1$  hasta  $iL4$ .

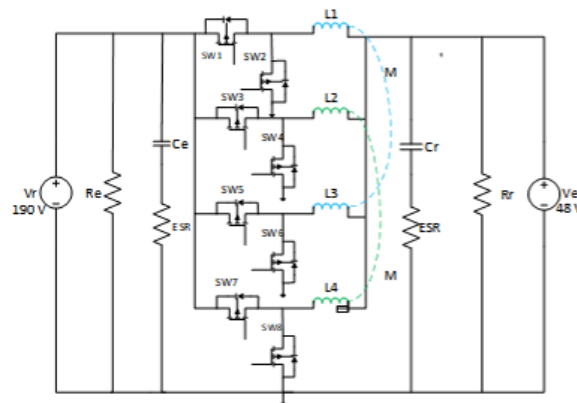


Figura 3 Convertidor reductor elevador bidireccional.

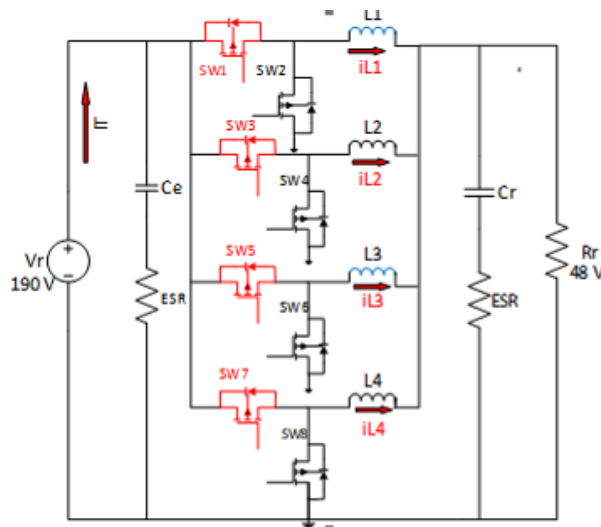


Figura 4 Convertidor en modo reductor.

En ambos modos de operación al activar los interruptores principales, los cuatro inductores quedan en paralelo por lo tanto quedaría el convertidor como un reductor o elevador simple, siendo la inductancia total  $LT = \frac{L}{4}$ , esto solo se toma en cuenta para el diseño del compensador.

Para el cálculo de los componentes se sigue el procedimiento descrito en [Hart, 2011], las especificaciones de diseño y valores calculados se muestran en tabla 1.

Tabla 1 Valores de los componentes (modo reductor).

Especificaciones de diseño	
$V_r$	190 V
$V_o$	48 V
$P$	500 W
$F$	50 KHz
$\Delta i_L$	1%
$\Delta V_o$	0.001
Valores calculados	
$\Delta i_L$	0.1 A
$\Delta V_o$	0.05 V
$R_r$	4.6 $\Omega$
$I_L$	10.4 A
$L$	345 $\mu$ H
$D$	0.25
$C$	100 $\mu$ F

De acuerdo a la tabla anterior y usando el método de análisis en pequeña señal descrito en [Ang, 2005], la función de transferencia en modo reductor es la mostrada en la ecuación 1.

$$V_o = \frac{V_r (R_r + ESRCrRrS)}{S^2LCr(Rr + ESR) + S(L + ESRCrRr) + R_o} \quad (1)$$

Para el compensador en modo reductor se eligió un compensador *PI*, haciendo uso de la herramienta MATLAB se obtiene la función de transferencia del compensador  $G_c(s)$ , la cual se muestra en la ecuación 2.

$$G_c(s) = \frac{11(5.05S + 30)}{S} \quad (2)$$

Para el convertidor multifase en modo elevador, ahora se desconecta la fuente  $V_r$  y la carga  $R_r$ . Al igual que la configuración en modo reductor, la corriente total se divide en cada una de las diferentes ramas del convertidor, para este modo de operación se utilizan como interruptores principales  $sw2, sw4, sw6$  y  $sw8$ , los cuales

se activan de forma descendente con un desfase de 90 grados eléctricos entre cada interruptor, los cuatro interruptores restantes se toman como complementarios, ver figura 5.

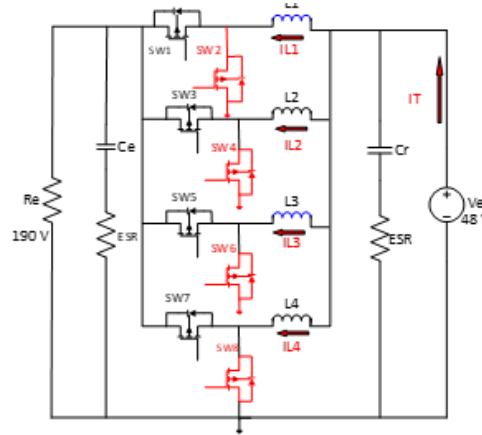


Figura 5 Convertidor en modo elevador.

Las especificaciones de diseño y valores calculados para el modo elevador, se muestran en la tabla 2.

Tabla 2 Valores de los componentes (modo elevador).

<i>Especificaciones de diseño</i>	
<i>Ve</i>	<b>48 V</b>
<i>Vo</i>	<b>190 V</b>
<i>P</i>	<b>500 W</b>
<i>F</i>	<b>50 KHz</b>
<i>ΔiL</i>	<b>1%</b>
<i>ΔVo</i>	<b>0.001</b>
<i>Valores calculados</i>	
<i>ΔiL</i>	<b>0.1 A</b>
<i>ΔVo</i>	<b>0.19 V</b>
<i>Rr</i>	<b>72 Ω</b>
<i>IL</i>	<b>10.4 A</b>
<i>L</i>	<b>345 uH</b>
<i>D</i>	<b>0.74</b>
<i>C</i>	<b>820 uF</b>

Después de obtener el dimensionamiento de los materiales se llevó a cabo el análisis para el cálculo de la función de transferencia en modo elevador, la cual se muestra en la ecuación 3 [Ang, 2005].

$$G_{dv}(s) = \frac{(Re + ESR)(SCeESR + 1)(- (SL + rL)(Re + ESR) + D^2 Re^2) Re Ve}{P(s)(D Re(D Re + ESR) + rL(Re + ESR))} \quad (3)$$

Donde el valor de  $P(s)$  es:

$$P(s) = S^2 L C e (R e + E S R)^2 + S (L (R e + E S R) + r L C e (R e + E S R)^2 + D R e E S R C e (R e + E S R)) + r L (R e + E S R) + D R e (D R e + E S R)$$

Para el lazo de control en modo elevador se utilizó un control denominado de tipo II. Los parámetros de diseño se muestran en la tabla 3, obteniendo  $G_c(s)$  como se muestra en ecuación 4.

$$G_c(s) = \frac{315519(s+1920.43)}{s^2 + 157079} \quad (4)$$

Tabla 3 Valores del compensador  $G_c(s)$ .

$V_{ref}$	2.5 V
$V_{osc}$	3.3 V
$ESR$	0.2 $\Omega$
$F_{lc}$	407.5 Hz
$F_{esr}$	970 Hz
$F_o$	5 KHz
$F_{z1}$	305.6 Hz
$F_{p2}$	25 KHz
$R_{f2}$	133.33 $\Omega$
$R_{f1}$	10 K $\Omega$
$C_{c1}$	25.92 nF
$C_{c2}$	316.9 pF

## Consideraciones de Diseño

### Diseño de los Inductores

De acuerdo a los resultados presentados para los inductores en ambos modos de operación de la tabla 1 y en la tabla 2, se determina que los valores de los cuatro inductores será de  $320 \mu H$ . Los inductores se acoplarán magnéticamente como se muestra en [Dang, 2017], con la finalidad de disminuir el tamaño, aumentar la densidad de potencia y la corriente de saturación. Por cada uno de los inductores estará circulando la misma corriente nominal por lo que  $i_{L1} = i_{L2} = i_{L3} = i_{L4} = 5.2 A$ .

### Diseño de los Capacitores

De acuerdo a los datos presentados en las tablas 1 y 2, los valores de los capacitores son  $100 \mu F$  y  $820 \mu F$ , pero debido a que el convertidor elevador tiene un cero en el semiplano derecho y por naturaleza es inestable, el aumento de la



capacitancia del capacitor de salida permite la disminución del efecto causado por el cero del semiplano derecho. Por esto, se sobredimensiona el valor de los capacitores quedando  $220\mu F$  y  $1000\mu F$ , por lo tanto nos permite controlar el convertidor de una manera más sencilla.

### 3. Resultados

En la figura 6 se muestra el prototipo experimental del convertidor bidireccional multifase reductor elevador.

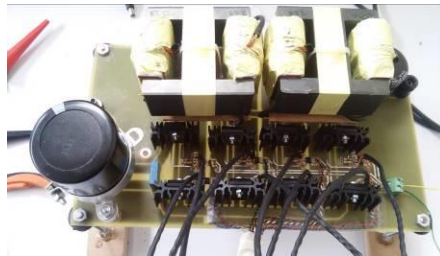


Figura 6 Convertidor bidireccional multifase reductor/elevador.

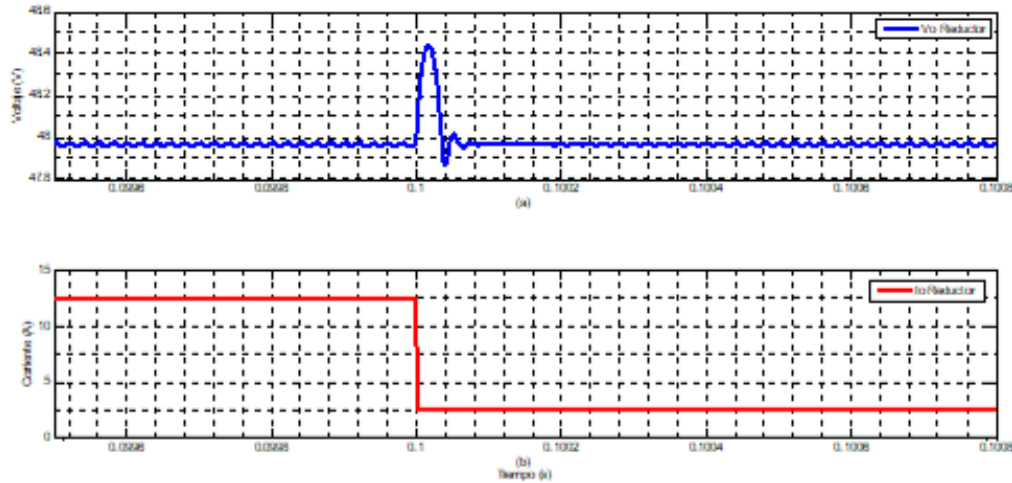
#### Resultados de Simulación y Experimentales en Modo Reductor

Para en análisis del convertidor reductor elevador multifase se realizaron dos cambios de carga del 20 al 100% y viceversa, con la finalidad de analizar su respuesta a los cambios.

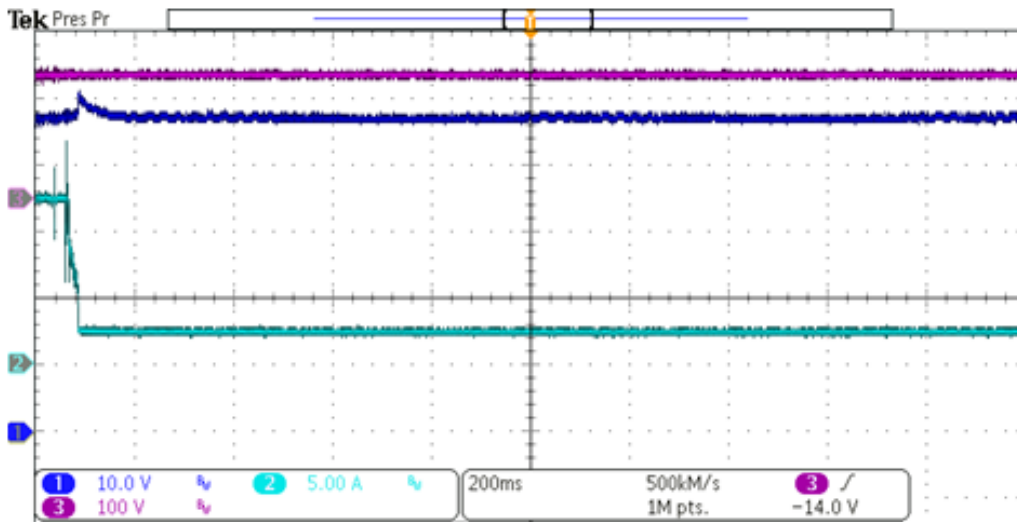
El primer cambio de carga, del 20 al 100% (500 a 100 W) (figura 7a), se observa un sobretiro de  $0.4V$ , un rizo de voltaje despreciable y se tiene un tiempo de estabilización de  $15\text{ ms}$ . Por otra parte, el cambio en la corriente va de  $12.5\text{ A}$  en carga máxima y disminuye a  $2.5\text{ A}$  en carga mínima. En la figura 7b se aprecia la corriente y voltaje de salida de manera experimental, el voltaje presenta un sobre impulso de  $3\text{ V}$  y un tiempo de estabilización de  $100\text{ ms}$ . Se observa la caída de la corriente en el cambio de carga de  $12.5$  a  $2.5\text{ A}$ .

En la figura 8a se muestra un cambio de carga del 20 al 100% (de  $100\text{ W}$  a  $500\text{ W}$ ). Se observa un sobre impulso de  $0.2\text{ V}$  y el rizo de voltaje es prácticamente despreciable. El tiempo de estabilización es de  $0.3\text{ ms}$ . Se observa la variación de corriente de  $2.08\text{ A}$  a  $20.8\text{ A}$ , durante el cambio de carga. En la figura 8b se muestra

la respuesta experimental donde se aprecia un sobre impulso de voltaje de 3 V y un tiempo de estabilización de 100 ms. La corriente presenta un aumento durante el cambio de carga de 2.5 a 12.5 A.



a) Voltaje de salida, corriente de salida en simulación.

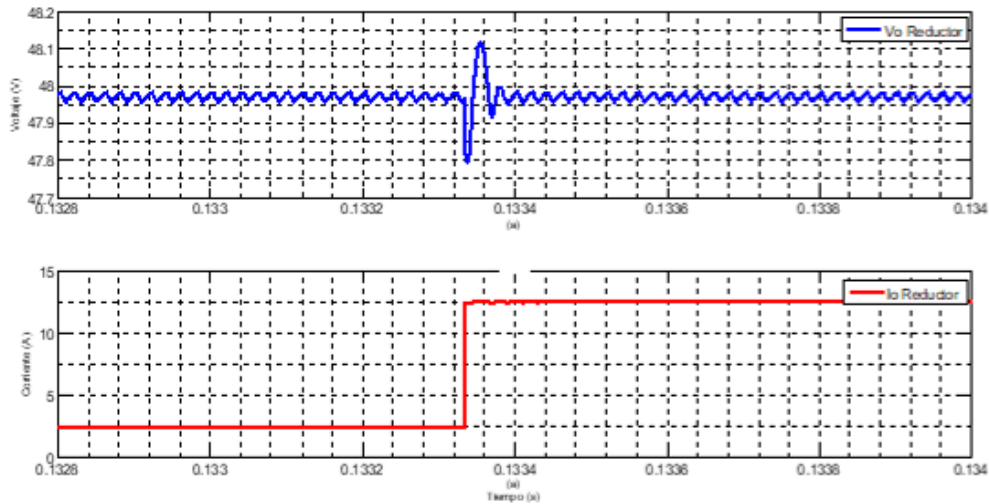


b) voltaje de entrada, voltaje de salida y corriente de salida experimental.

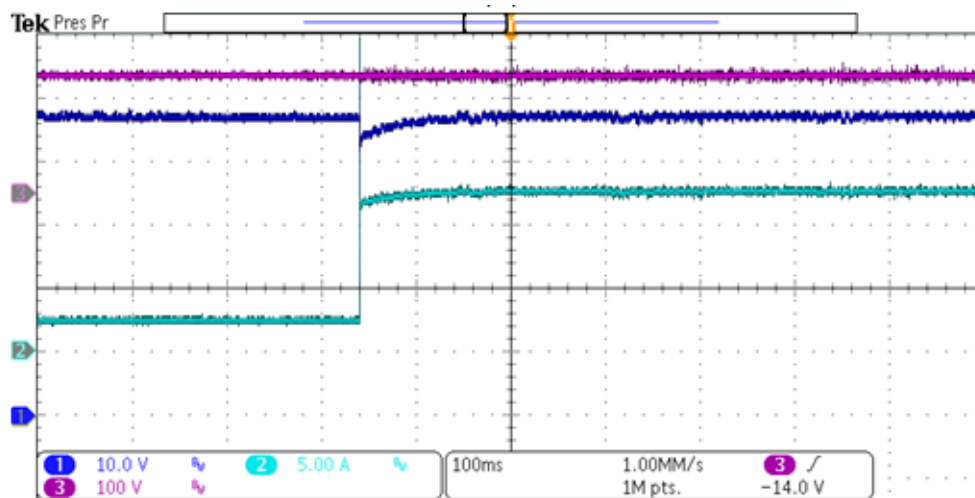
Figura 7 Cambio de carga del 100-20%.

Si se observa las formas de onda de las corrientes de entrada (en  $iL1$  hasta  $iL4$ ) se presenta un rizo de corriente 1 A en cada una de ellas, ver figura 9a. Se debe tomar en cuenta que la corriente del inductor  $L1$  debe de estar desfasada 180 grados eléctricos con respecto de  $L3$ , al igual que las corrientes  $L2$  y  $L4$ , con esto

se asegura que el rizo de corriente de salida será el mínimo. En la figura 9b se aprecia la corriente en cada uno de los inductores de manera experimental, en la cual se aprecia el desfase antes mencionado, la amplitud promedio de cada una de las corrientes es de 3 A, con un rizo aproximado de 2 A.



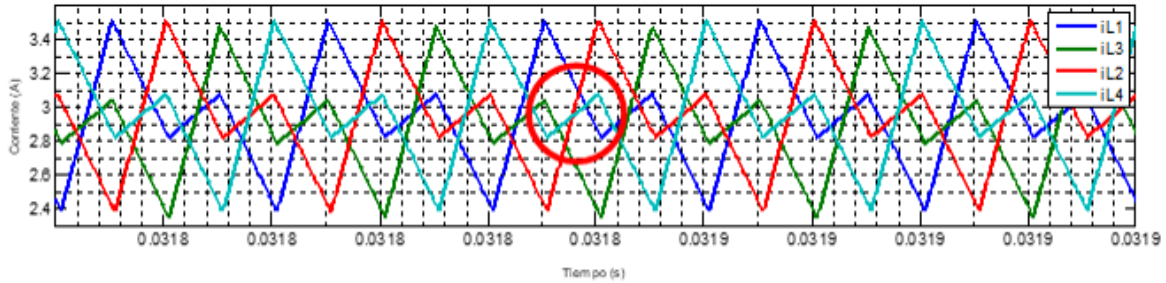
a) Voltaje de salida, corriente de salida en simulación.



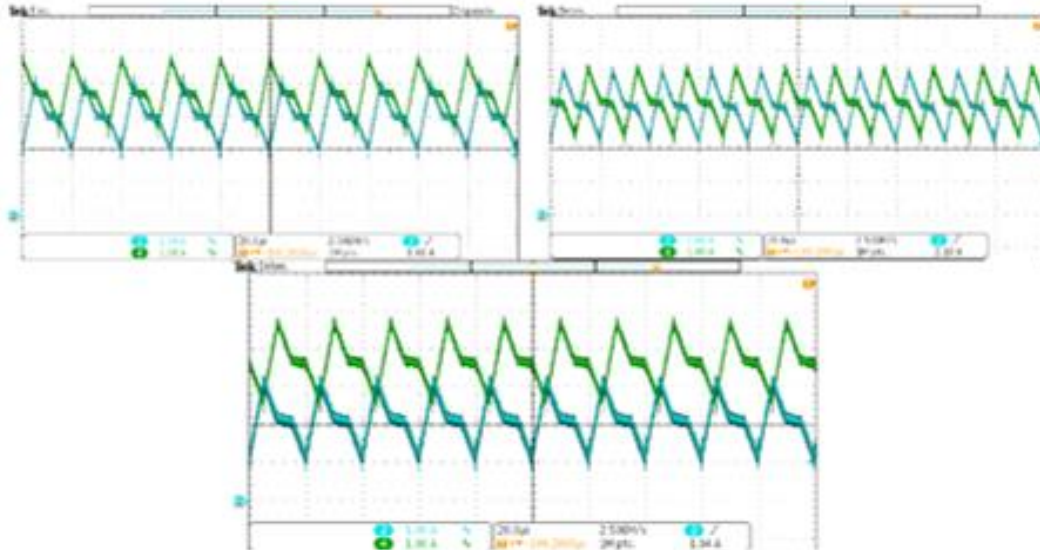
b) voltaje de entrada, voltaje de salida y corriente de salida experimental.

Figura 8 Cambio de carga del 20-100%.

En el círculo que se muestra en la figura 9<sup>a</sup> se observa que la corriente antes de caer totalmente se vuelve a elevar, este fenómeno es por la inductancia que se presenta en los inductores acoplados. El aumento en la corriente se debe a que al activar el inductor complementario se induce una corriente en el otro inductor.



a) Simulación.



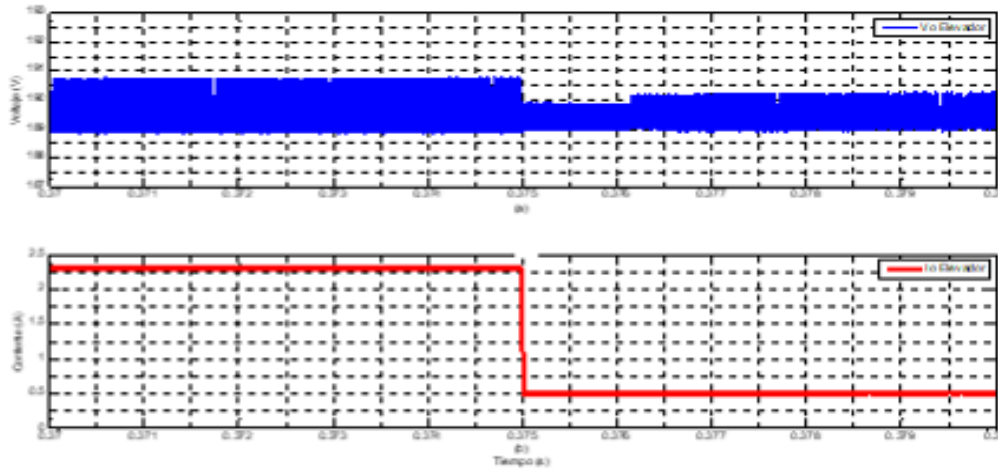
b) Experimental.

Figura 9 Corriente en los 4 inductores.

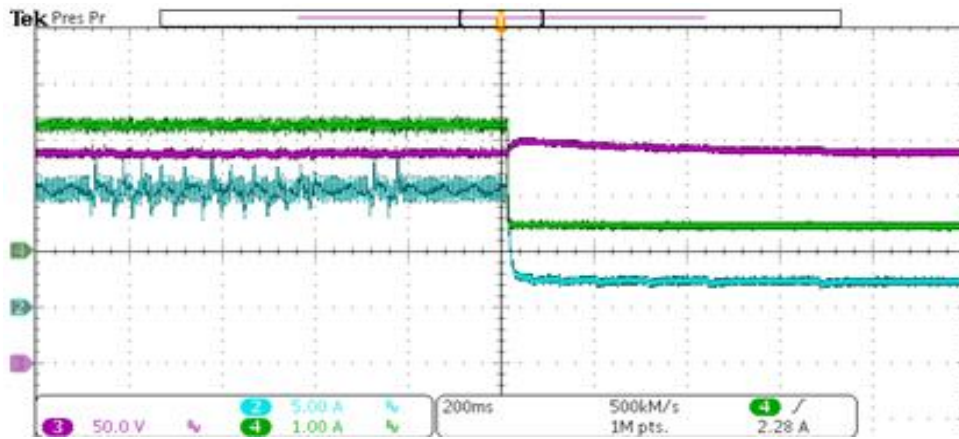
### Resultados de Simulación y Experimentales en Modo Elevador

Al igual que para el convertidor en modo reductor se realizaron cambios de carga del 100 al 20% (500 a 100 W) y viceversa. En la figura 10a se observa un rizo de voltaje de 1.8 V y un sobre impulso nulo.

En la figura 10a se observa que el valor de la corriente a máxima potencia es de 2.5 A y al 20% se tiene una corriente de 0.5 A, donde se puede apreciar que no existe un sobre impulso importante de corriente al cambio de carga. En la figura 10b se aprecian los valores experimentales en los cuales se tiene un sobre impulso de voltaje de 11 V y un tiempo de estabilización de 400 ms, se aprecia un cambio en la corriente de salida de 2.4 A a 0.5 A. El rizo de corriente de salida es prácticamente despreciable.



a) Voltaje de salida, corriente de salida en simulación.

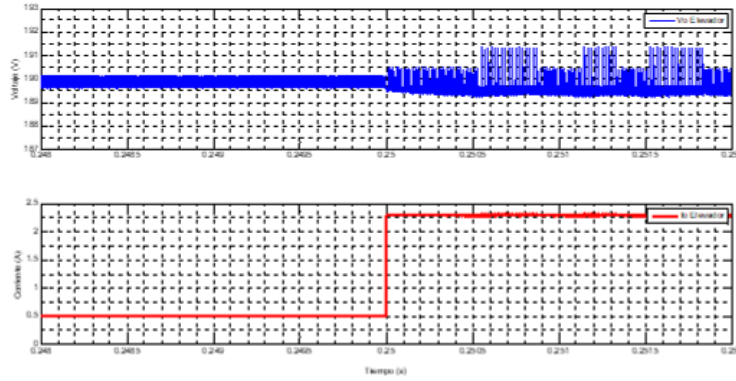


b) Corrientes de salida, voltaje de salida y corriente de entrada experimental.

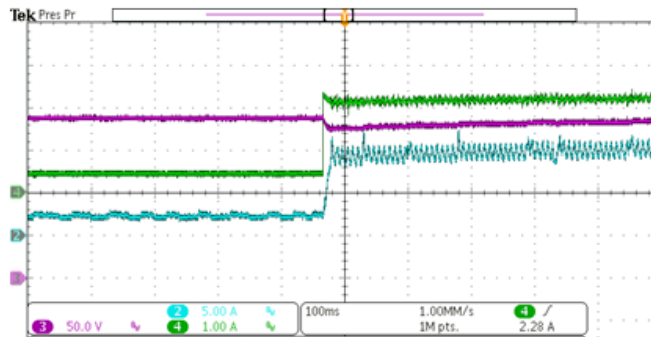
Figura 10 Cambio de carga del 100-20%.

En la figura 11 se muestra el cambio de carga para el convertidor en modo elevador del 20-100%, el sobre impulso de corriente es similar al cambio de carga de la figura 10, se tiene un sobre impulso de voltaje nulo y un rizo de 1.8 V. El tiempo que dura en alcanzar el estado estable después del cambio de carga es de **4ms**. De manera experimental se observa un sobre impulso de 11 V, la corriente de salida presenta un cambio de 0.5 a 2.4 A, al igual que se observa el cambio en la corriente de entrada.

En la figura 12a se observa las corrientes en cada uno de los inductores en simulación. En la figura 12b se puede apreciar que en promedio tienen un valor de 0.6 A y un rizo de corriente de aproximadamente 1 A al igual que un desfase de 90 grados eléctricos entre cada una de las corrientes.

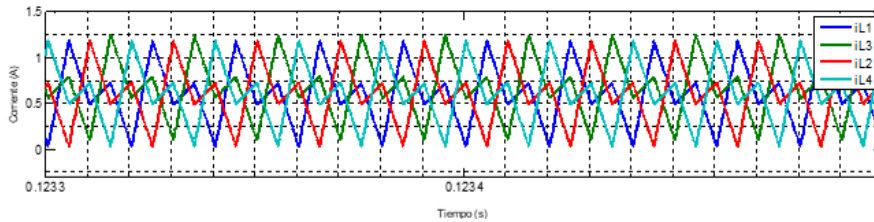


a) Voltaje de salida, corriente de salida en simulación.

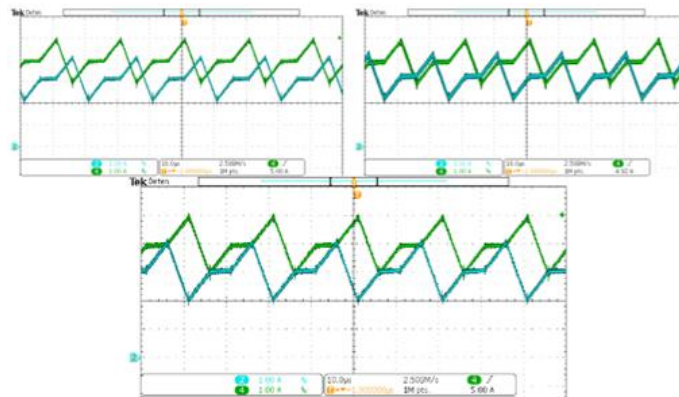


b) Voltaje de salida, corriente de salida y corriente de entrada experimental.

Figura 11 Cambio de carga del 20-100%.



a) Simulación.



b) Experimental.

Figura 12 Corriente en cada uno de los 4 inductores.

## 5. Conclusiones

Se propone un convertidor bidireccional multifase para la transferencia de energía entre dos buses de CD con aplicación en micro redes. La utilización de inductores acoplados permite la disminución del rizo de corriente, así como una mayor densidad de potencia y el aumento de la corriente de saturación. Los resultados de simulación permiten observar que el rizo de corriente de salida, que está compuesto por la suma de los rizados de corriente de los inductores, es pequeño el cual es ideal para la carga de baterías, que es uno de los objetivos de la micro red, al igual que para el uso de cargas en la misma.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Dang, Z., & Qahouq, J. A. A., Permanent-Magnet Coupled Power Inductor for Multiphase DC–DC Power Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(3), pp. 1971-1981, 2017.
- [2] Daniel W. Hart, *Power Electronics*, 1ra ed, McGraw-Hill. New York, pp. 198-220, 2011.
- [3] MARKVART, Tom. Microgrids, Power systems for the 21st century? *Refocus*, 2006, vol. 7, no 4, pp. 44-48, 2006.
- [4] D. O. Neacsu, W. Bonnice and E. Holmanský, On the small-signal modeling of parallel/interleaved buck/boost converters, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Bari, pp. 2708-2713, 2010.
- [5] G. Stahl, M. Rodriguez and D. Maksimovic, A high-efficiency bidirectional buck-boost DC-DC converter, *Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Orlando, FL, 2012, pp. 1362-1367, 2012.
- [6] Janet L. Sawin and K. Seyboth, Energías renovables 2016 reporte de la situación mundial, Renewable energy policy network for the 21st century, July 2016.
- [7] M. Abbasi, A. Afifi and M. R. A. Pahlavani, Signal flow graph modeling and disturbance observer based output voltage regulation of an interleaved

- boost converter, 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC), Tehran, pp. 464-469, 2016.
- [8] M. G. Valencia, A. A. Gómez, Diseño estático de un convertidor DC/DC reductor-elevador bidireccional, Tecnura, Colombia, pp. 7-14, 2010.
- [9] Morichetti, G., Oggier, G., Bossio, G., De Angelo, C., & García, G., Implementación de un convertidor reductor-elevador bidireccional para vehículos eléctricos. presentado en Congreso Argentino de Control Automático, Argentina, 2002.
- [10] N. Parveen and Rupesh K C, Design and simulation of interleaved DC-DC boost converter for three-phase loads using solar panel, International Conference on Computation of Power, Energy Information and Commuincation (ICCPEIC), pp. 514-519, 2016.
- [11] S. Ang, A. Oliva, Power-Switching Converters. Segunda edición, Taylor and Francis. New York, pp. 199-318, 2005.
- [12] Y. Yang, T. Li, J. Liu and H. Li, A comprehensive Analysis of Coupled Inductors in 4 Phases Interleaving Bidirectional DC/DC Converter, IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), China, 2012.



# SEGMENTACIÓN DE IMÁGENES APLICANDO LA HERRAMIENTA COMPUTACIONAL P3S

***Antonio Orantes Molina***

Universidad Tecnológica de la Mixteca

*tonito@mixteco.utm.mx*

***Irwin Jovany Salinas Vargas***

Universidad Tecnológica de la Mixteca

*jova959@gmail.com*

***Raúl Cruz Barbosa***

Universidad Tecnológica de la Mixteca

*kruisebar@gmail.com*

***Rosebet Miranda Luna***

Universidad Tecnológica de la Mixteca

*rmiranda@mixteco.utm.mx*

***Verónica Rodríguez López***

Universidad Tecnológica de la Mixteca

*veromix@mixteco.utm.mx*

## **Resumen**

Se presenta la segmentación de imágenes digitales utilizando la aplicación computacional P3S. Se propone el uso de esta aplicación porque permite obtener un modelo de clases, las cuales representan las diferentes segmentaciones de la imagen, y por reconocer en tiempo real los segmentos involucrados, utilizando el modelo de clases obtenido. Está basada en la metodología de clustering LAMDA, la cual es un algoritmo de aprendizaje que utiliza datos multivariantes, caracterizada por ser sencilla en los cálculos de aprendizaje y fácil de implementar. Además, tiene la ventaja con respecto a otros métodos tradicionales, de no requerir el número deseado de clases. En la metodología se explica el

procedimiento para obtener la segmentación (modelo de clases) a partir de la matriz de píxeles. Los resultados obtenidos son aceptables, considerando que modificando los parámetros de la clasificación, es posible obtener diferentes segmentaciones. Finalmente, se realiza una comparación con un método tradicional de clustering difuso.

**Palabras Claves:** Aprendizaje, clasificación, dato multivariable, segmentación.

## **Abstract**

*In this paper the segmentation of digital images using the P3S computational application based on the LAMDA fuzzy classification methodology is presented. This application is proposed to be used because it allows to obtain a class model, which represents the image segmentation, and to recognize the involved segments in real time, using the class model obtained. Here, it is explained the LAMDA clustering methodology which is characterized by simple learning calculations and easy implementation. In addition, it has the advantage over other traditional methods, that it does not require a desired number of classes. The procedure to obtain the final segmentation from the pixel array, is also explained in the methodology. The obtained results are acceptable, considering that by modifying the classification parameters is possible to obtain different results of segmentation. Finally, a comparison with a traditional fuzzy clustering method is carried out.*

**Keywords:** Clustering, learning, multivariate data, segmentation.

## **1. Introducción**

Una imagen digital puede ser definida por una función  $f(x,y)$ , donde los valores  $x$  y  $y$  son coordenadas espaciales, y el valor de  $f$  en  $(x,y)$  es conocido como nivel de gris de la imagen en ese punto. Se habla de una imagen digital cuando  $x$ ,  $y$ , y los valores de  $f$  son cantidades finitas y discretas. Está compuesta por un número finito de elementos que tienen posición y valor particulares. Estos elementos se conocen como píxeles [Mendoza, 2009], [González, 2002], [Petrou, 1999].

Para representar una imagen digital se emplea una matriz de  $M$  renglones y  $N$  columnas, cuyo contenido son cantidades discretas [Mendoza, 2009], ecuación 1.

$$f(x, y) = \begin{bmatrix} f(0,0) & f(0,1) & \cdots & f(0, N-1) \\ f(1,0) & f(1,1) & \cdots & f(1, N-1) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ f(M-1,0) & f(M-1,1) & \cdots & f(M-1, N-1) \end{bmatrix} \quad (1)$$

La segmentación de una imagen es un proceso por el cual, una imagen digital se subdivide en partes, zonas o en los objetos disyuntos que la constituyen; es decir, se agrupan los píxeles en función del nivel de intensidad luminosa. El nivel al que se lleva a cabo la subdivisión depende del problema a resolver. Muchas veces, se hace necesario separar en una imagen, el fondo del objeto, para obtener información [Vargas, 2013].

El objetivo de este trabajo es la segmentación de imágenes digitales en escala de grises utilizando la herramienta computacional P3S (Process Sensor Selection & Situation assessment), el cual está basado en la metodología de clustering difuso LAMDA (Learning Algorithm for Multivariable Data Analysis).

La justificación de utilizar la herramienta P3S es que presenta dos etapas principales: la primera, offline, corresponde a la etapa de aprendizaje, la cual desde un conjunto de datos multivariados dados, genera clases y asigna estados funcionales significantes a estas clases por medio de un diálogo constante con el experto. La segunda etapa, online, es la etapa de reconocimiento para detectar e identificar en tiempo real, los estados creados en la primera etapa [Lelann, 2011].

En este trabajo, se presenta la utilización de la etapa offline para realizar una clasificación no supervisada de una sola imagen digital, con el propósito de obtener un modelo de clases, las cuales representan los segmentos de la imagen. También se realiza la comparación de la segmentación de imágenes con otra técnica tradicional de clustering denominado Fuzzy C Means.

Como trabajo futuro se obtendrá un modelo de diversas imágenes digitales, utilizando la etapa 1 de la herramienta P3S, y se aplicará la etapa online para el reconocimiento e identificación en línea de los objetos segmentados. Se implementará en un dispositivo electrónico digital para tener un sistema móvil autónomo, como lo es un robot para detectar e identificar obstáculos, así como de contar con un prototipo para detectar el cáncer de mama en tiempo real.

## La Metodología LAMDA

LAMDA es un método de clasificación desarrollado por N. Piera y J. Aguilar. Las ventajas que presenta esta técnica con respecto a otros métodos de clasificación son las siguientes [Piera, 1989]:

- Las funciones de aprendizaje y de reconocimiento son simples y rápidas.
- El ajuste del parámetro nivel de exigencia, permite la obtención de familias de particiones ordenadas.
- Modelización de la indistinguibilidad total mediante el concepto de clase no-informativa: NIC, que acepta todos los objetos con la misma adecuación. Esta adecuación actúa como un umbral mínimo que debe asumir un elemento de una clase significativa.

LAMDA consiste en clasificar elementos  $\vec{x}$  formados por un conjunto finito de  $n$  descriptores cuantitativos y/o cualitativos. Un descriptor  $d$  es una característica adquirida de un sistema o proceso. Las clases resultantes son utilizadas para desarrollar un modelo usando dos tipos de grados de adecuación: *Marginal Adequacy Degree (MAD)* y *Global Adequacy Degree (GAD)* [Piera, 1989].

Dado un elemento  $\vec{x}$  y una clase  $C$ , LAMDA calcula para algún descriptor  $d$  un grado de relación entre el valor que  $d$  toma sobre  $\vec{x}$  y el valor que  $d$  toma sobre  $C$ . A ese grado de relación se le llama Grado de Adecuación Marginal (*MAD*). Una vez que los grados son conocidos, son utilizados por el sistema para calcular el grado de adecuación global (*GAD*) del elemento  $\vec{x}$  a la clase  $C$ . Este proceso se repite para todas las clases existentes en su momento. El elemento será asignado a la clase cuyo *GAD* sea el mayor [Atine, 2005], [Zambrano, 2012]. En la figura 1 se muestra el cálculo del *MAD* y del *GAD* de un elemento  $\vec{x}$  con respecto a una clase.

Dado que la distribución de probabilidad de las variables de la mayoría de los fenómenos reales es de tipo “distribución normal”, es importante normalizar los valores de cada muestra  $x_i$  de  $\vec{x}$  con respecto al descriptor  $d$ . Cada descriptor posee un valor mínimo ( $x_{min}$ ) y un valor máximo ( $x_{max}$ ). Cada componente ( $x_i$ ) del vector  $\vec{x}$  es normalizado con ecuación 2.

$$x_{i,d}^{nuevo} = \frac{x_{i,d}^{actual} - x_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}} \quad (2)$$

Donde  $x_{i,d}^{actual}$  es el valor antes de la normalización, y  $x_{i,d}^{nuevo}$  después de la normalización. A partir de ahora, a la variable  $x_{i,d}^{actual}$  se le llamará sólo  $x_{i,d}$ .

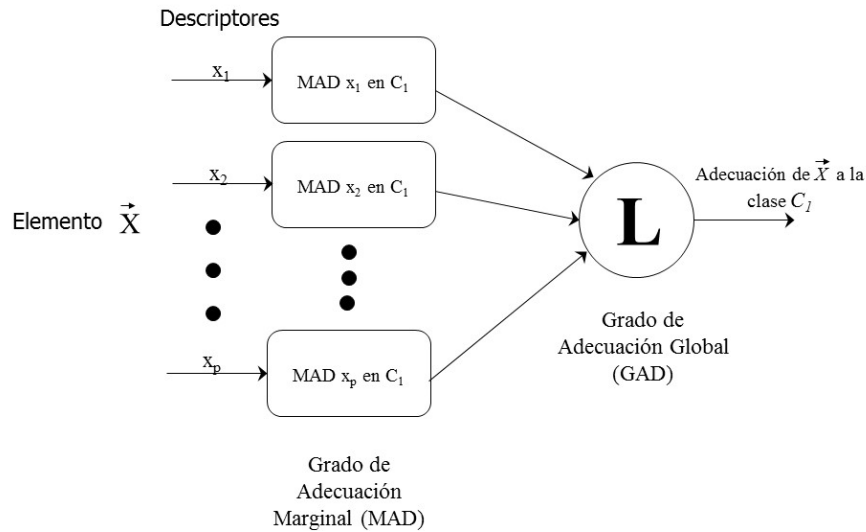


Figura 1 Esquema de clasificación LAMDA.

### Grado de Adecuación Marginal (MAD)

Los valores *MAD* se pueden calcular mediante cuatro funciones diferentes [Piera, 1989] [Atine, 2005]:

- Función binomial. Es la función más utilizada, dado que se extiende para casos difusos, y se calcula con ecuación 3.

$$\mu_{C_j}(x_{i,d}) = \rho_{i,j}^{x_{i,d}} (1 - \rho_{i,j})^{(1-x_{i,d})} \quad (3)$$

$\mu_{C_j}(x_{i,d})$  es el valor de adecuación marginal (*MAD*) con respecto al descriptor  $d$  de la clase  $j$ . La variable  $\rho_{i,j}$  es el valor promedio de los descriptores del elemento  $i$  pertenecientes a la clase  $j$ .  $x_{i,d}$  es el valor del descriptor  $d$  del elemento  $i$ .

- Función binomial-central. Esta función permite realizar una partición alrededor del centro de las clases, ecuaciones 4, 5 y 6.

$$par = \rho_{i,j}^{x_{i,d}} (1 - \rho_{i,j})^{(1-x_{i,d})} \quad (4)$$

$$des = \rho_{i,j}^{x_{i,d}} (1 - x_i)^{(1-x_{i,d})} \quad (5)$$

$$\mu_{C_j}(x_{i,d}) = \frac{par}{des} \quad (6)$$

- **Función binomial-distancia.** Es una función basada en la distancia euclidiana entre dos puntos, donde se consideran las particiones según la distancia entre el dato del descriptor  $x_{i,j}$  al centro de la clase  $j$ , ecuaciones 7, 8 y 9.

$$a = \max\left|\rho_{i,j}^{x_{i,d}}, (1 - \rho_{i,j})\right| \quad (7)$$

$$x_{dist} = 1 - abs(x_{i,d} - \rho_{i,j}) \quad (8)$$

$$\mu_{C_j}(x_{i,d}) = (a)^{x_{dist}} (1 - a)^{(1-x_{dist})} \quad (9)$$

- **Función Gaussiana.** Esta función está basada en la función de “distribución normal”. Se establece la distribución de los valores de los descriptores, determinando la media  $\mu_{i,j}$  del objeto  $x_i$  a la clase  $j$  y su desviación estándar, ecuación 10.

$$\mu_{C_j}(x_{i,d}) = e^{-\frac{1}{2*\sigma*\sigma}(x_{i,d}-\mu_{i,j})^2} \quad (10)$$

### Grado de Adecuación Global (GAD)

El grado de adecuación global (GAD) a cada clase se obtiene combinando los MAD mediante operadores utilizados en lógica difusa (operadores de unión y operadores de intersección). Existen tres tipos de conectivos: probabilísticos, difusos y mixtos, ver tabla 1, [Piera, 1989], [Atine, 2005].

Tabla 1 Operadores lógicos y conectivos

Operadores lógicos		Intersección (T-Norma) T(x,y)	Unión (S-Conorma) S(x,y)
Conectivos	Probabilísticos	Producto $x*y$	Suma $x+y - x*y$
	Difusos	Mínimo	Máximo
	Mixtos	$\alpha = 0$	... 1

En la tabla 1 se puede observar que la variable  $\alpha$  puede tomar valores de entre 1 (100% un operador lógico T-Norma) y cero (100% operador lógico T-Conorma). Esto se representa con ecuación 11.

$$CM(x, y) = \alpha * T(x, y) + (1 - \alpha) * S(x, y) \quad (11)$$

Donde  $\alpha$  es el grado de exigencia. El grado de adecuación global del elemento  $x_i$  con respecto a la clase  $k$  dependerá del vector  $MAD$  y del operador lógico y conectivo utilizado para su cálculo, como se muestra en la ecuación 12.

$$GAD(x_i / C_k) = \alpha * T(MAD_{k1}(x_1), \dots, MAD_{kn}(x_n)) + (1 - \alpha) * S(MAD_{k1}(x_1), \dots, MAD_{kn}(x_n)) \quad (12)$$

Donde  $GAD(x_i / C_k)$  es el valor de la  $GAD$  del elemento  $x_i$  a la clase  $k$  y  $n$  es el número de descriptores de un elemento.

### **Evolución de la Representación de las Clases**

El proceso de formación de conceptos debe ser incremental, es decir, la clase debe modificarse a sí misma cuando un nuevo elemento es asignado a ella. Cuando un elemento es asignado a una de las clases existentes, se realiza una modificación de los parámetros de esa clase, con la media general, ecuación 13.

$$\rho_{i,j}^{nuevo} = \rho_{i,j}^{anterior} + \frac{x_i - \rho_{i,j}^{anterior}}{N + 1} \quad (13)$$

Donde  $N$  es el número de elementos asignados a la clase. Si el valor de la  $GAD$  no sobrepasa al de la clase  $NIC$ , significa que ésta es la más próxima al elemento y que no pertenece a alguna de las clases existentes. La clase  $NIC$  es no informativa, por lo tanto, se crea una clase nueva y se le asigna el nuevo elemento.

### **Aplicación Computacional P3S (Process Sensor Selection & Situation assessment)**

La principal función de la aplicación  $P3S$  es identificar, de una manera cualitativa, el estado funcional actual de un proceso o sistema. Para hacer esto,  $P3S$  tiene dos etapas: offline y online. La etapa offline corresponde a la etapa de aprendizaje la cual incluye [Lelann, 2011]:

- Selección de sensor: es un algoritmo de selección, referido como *MEMBAS* (*MEMbership Margin Based Attribute Selection*). Proporciona al experto del

sistema, información acerca de las variables más pertinentes para caracterizar las diferentes situaciones del proceso [Hedhazi, 2010].

- Generación de clases: un *clustering* que manipula aprendizaje supervisado y no supervisado. La interacción con el experto es necesario para la sintonización de los parámetros del clasificador [Kempowsky, 2002].
- Mapeo de clases a estados: un cuadro de diálogo con el experto, para la asignación de clases o grupo de clases, a los estados funcionales significativos.

La segunda etapa, online, es la etapa de reconocimiento, la cual determina en tiempo real el estado funcional del proceso a partir de los datos de entrada. También se tiene la opción de desplegar el valor del índice de calidad de la partición (CV: *Clusters Validity Index*), lo cual permite que el usuario pueda comparar entre diversas clasificaciones [Isaza, 2007].

## **2. Métodos**

### **Generación del Archivo de Entrada a la Herramienta P3S**

Cada elemento de entrada para P3S consiste de un vector de  $n$  descriptores, los cuales son los pixeles. Al ser una imagen en escala de grises, la profundidad de color es de 1 byte. Se divide la matriz de pixeles en sub-matrices de tamaño 4x4 y se generan un conjunto de elementos (vectores) de longitud de 16. Este conjunto de elementos son las entradas a la aplicación P3S. El número de elementos generados dependerá del tamaño de la imagen original. En la figura 2 se muestra el diagrama de flujo del procedimiento.

### **Reconstrucción de las imágenes segmentadas**

El conjunto de elementos obtenidos (vectores de tamaño 1x16) se procesan con la herramienta P3S en el modo offline, para obtener el modelo de clases. Cada clase contiene un conjunto de elementos de características similares. Para desplegar la segmentación se procede a reconstruir las imágenes representadas en cada clase resultante de la clasificación. En la etapa de reconstrucción de las



imágenes segmentadas, se copian en un archivo de texto todos los elementos contenidos en cada clase. Cada elemento se convierte en una sub-matriz de 4x4 píxeles y se pega a la matriz de tamaño original. En la figura 3 se muestra el diagrama de flujo del procedimiento.

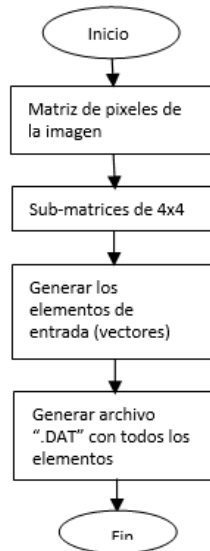


Figura 2 Diagrama de flujo de la obtención del archivo de entrada a la aplicación P3S.

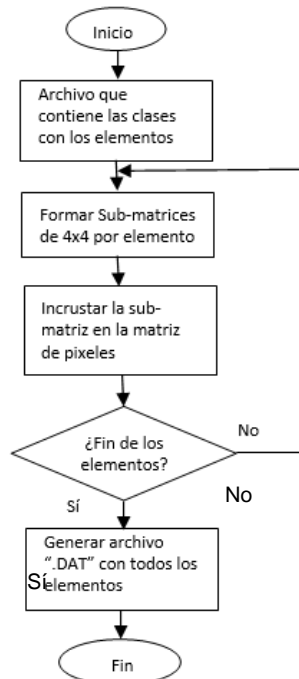


Figura 3 Diagrama de flujo de la reconstrucción de las imágenes segmentadas.

### 3. Resultados

#### Caso de Estudio

En la figura 4 se muestra la imagen digital original. El tamaño es de 220x220 píxeles. Al dividirse en sub-matrices de 4x4 píxeles, se forman un total de 3025 elementos de entrada de tamaño 1x16.



Figura 4 Imagen original del caso de estudio.

En la figura 5 se muestra una sección del archivo de entrada para la herramienta P3S. Se trata de un archivo de texto con extensión “.DAT”. Contiene el nombre de cada descriptor (primera línea precedido por el símbolo “&”) y el conjunto de datos cuantitativos a ser clasificados (píxeles).

```

&pix1  pix2  pix3  pix4  pix5  pix6  pix7  pix8  pix9  pix10  pix11  pix12  pix13  pix14  pix15  pix16
0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0
0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0
0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0
0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0
0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0
0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0
0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0
0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0
0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0
0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  120  115  113  95  73  88
0  0  0  0  0  86  115  123  103  92  100  86  90  81  81  105
0  0  54  115  117  104  87  100  84  69  67  85  118  100  105  123
120  126  121  125  95  105  106  96  94  94  92  90  117  107  110  121
121  121  125  123  99  98  117  140  107  104  100  115  143  131  119  119
106  84  64  0  134  173  99  100  175  133  173  103  160  157  177  175
0  0  0  0  100  120  126  104  109  120  122  107  130  132  115  105
0  0  0  0  52  0  0  0  100  114  120  60  102  109  117  99
0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  113  123  0  0
0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0
0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0  0
    
```

Figura 5 Sección del archivo de entrada para P3S.

Los elementos formados fueron introducidos a la aplicación P3S, y como resultado se obtuvieron cuatro clases, cada una agrupando los elementos correspondientes. De acuerdo a los índices de calidad CV de la herramienta P3S, los parámetros utilizados para el mejor resultado de la clasificación fueron: la función de

pertenencia  $\lambda_3$  (para el cálculo de las *MAD's*) y un índice de exigencia igual a 0.5 junto con conectivos probabilístico (para el cálculo de las *GAD's*). En la figura 6 se muestra una sección del archivo que contiene las clases creadas y los índices de los elementos a la cual pertenece cada clase.

Class 1	Class 2	Class 3	Class 4
1	15	12	96
2	16	13	97
3	17	14	98
4	41	18	99
5	42	40	100
6	43	44	101
7	66	64	152
8	67	65	153
9	68	92	154
10	69	93	155
11	70	102	156
19	71	118	157
20	72	119	158
21	73	132	176
22	74	145	185
23	75	146	187
24	94	159	210
25	95	171	211
26	120	172	212

Figura 6 Sección del archivo generado por *P3S*.

Las clases y sus elementos que la forman se utilizaron para reconstruir las imágenes segmentadas. En la figura 7 se muestra el resultado de la reconstrucción de la segmentación.

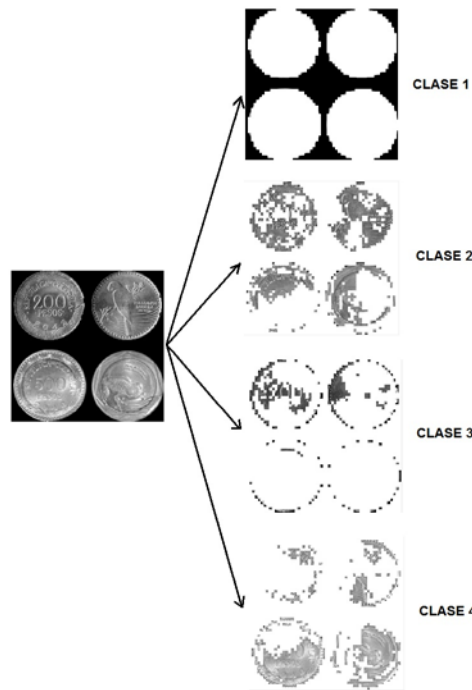


Figura 7 Reconstrucción de las imágenes segmentadas.

El resultado de la clasificación muestra exitosamente la segmentación de las tonalidades de grises de la imagen original. Se logra segmentar el fondo (clase 1) y los contornos de las monedas (clase 3).

### **Segmentación con la técnica Fuzzy C-Means**

Existe una diversidad de algoritmos de agrupamiento difuso, como son: Fuzzy k-modes y Fuzzy C-means [Guojun, 2007]. En este apartado se muestra los resultados de la segmentación de la imagen de las monedas (ver figura 4) utilizando la técnica tradicional Fuzzy C-means (FCM) [Bezdek, 1984]. Esta técnica permite que cada elemento de los datos pertenezca a dos o más grupos al mismo tiempo. La desventaja principal de este método con respecto a la técnica LAMDA, es que es necesario indicar el número de clases que se desea obtener. En la figura 12 se muestra la segmentación de FCM utilizando cuatro clases deseadas.

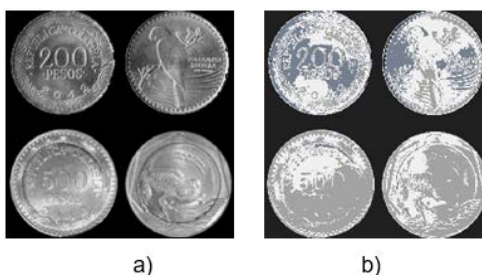


Figura 12. Segmentación utilizando la técnica Fuzzy C-means.

Lo inconveniente del resultado obtenido es que la segmentación FCM no puede separarse en clases de manera inmediata ni detectar localidades (vecindades) particulares, como se produjo con la técnica de clasificación difusa LAMDA.

## **4. Discusión**

Utilizando sub-matrices de 4x4, se formaron elementos de 16 descriptores, resultando en la clasificación cuatro regiones segmentadas. Al incrementar el tamaño de la sub-matriz a 8x8, se formaron elementos de 64 descriptores. En este caso, el número de regiones segmentadas ascendió a 446. Lo que resultó es que, debido a que el número de descriptores es mayor, la clasificación se hace más

estricta, y por lo mismo se generan más clases, por lo que la segmentación fue más detallada. En todas estas pruebas se aplicaron los mismos parámetros de clasificación (función MAD, operador GAD, nivel de exigencia).

En el caso de estudio se obtuvieron clases con elementos de características similares utilizando los diferentes parámetros, como son: las funciones MAD, los operadores GAD, el nivel de exigencia y el número de descriptores. Dependiendo de los parámetros aplicados, se pudo haber obtenido más clases para determinar más secciones específicas de la imagen original. Por ejemplo, para el cálculo de las MAD's se tienen cuatro funciones principales, los cuales se seleccionan tomando en cuenta la naturaleza de la distribución de los elementos y del tipo de partición que desea obtenerse. La imagen original se encuentra en formato *PNG* (*Portable Network Graphic*). Se pudo haber utilizado cualquier otro formato en gráficos de mapa de bits, pero se seleccionó éste por las ventajas que presenta respecto a otros formatos [Ordoñez, 2005].

## **5. Conclusiones**

La aplicación P3S fue diseñada para comprender fácilmente la información proveniente de diversos sistemas, como lo es en este trabajo, la segmentación de imágenes en escala de grises. Se utilizó la aplicación P3S como etapa de aprendizaje para la creación de clases (clusters) que caracterizan distintas porciones de una imagen.

Una ventaja de la metodología LAMDA (incluida en la aplicación P3S) es que no acumula todos los datos de la base histórica, sino que a partir de ellos realiza una abstracción y forma una nueva base de datos con características evolutivas, que consiste de un conjunto de vectores representativos que forman el modelo de comportamiento (conjunto de clases y estados).

El número de clases que se obtuvieron al realizarse el análisis dependió de los parámetros utilizados en la herramienta P3S (grado de exigencia, función utilizada para el cálculo de las MAD's, conectivo GAD's y número de descriptores). En este caso se utilizaron los parámetros donde los índices de calidad (CV) generaron la mejor partición de las clases creadas.

La decisión del tamaño de las sub-matrices dependerá de la aplicación al cual se someterá el sistema de reconocimiento. Si se requiere detectar y reconocer segmentos con más detalle, es necesario seleccionar sub-matrices de mayor tamaño.

También es importante mencionar que el resultado de la clasificación depende del orden en el cual se presentan los datos para el aprendizaje (en este caso, de las sub-matrices). Esto es debido a la característica incremental de la metodología LAMDA.

Es importante reducir al máximo el número de descriptores de los elementos, para eliminar la redundancia de información, y así evitar que se dispare la creación del número de clases irrelevantes.

Como trabajo futuro se utilizará la herramienta P3S en modo *offline* para obtener un modelo de reconocimiento de imágenes (libro de códigos), utilizando como entradas varias imágenes para que el sistema genere la mayor cantidad de clases pertinentes (códigos) y así, el sistema de reconocimiento (modo *online* de la aplicación P3S) sea capaz de detectar e identificar en línea, las diferentes formas de las imágenes aprendidas en el modo *offline*.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Atine J. C., Doncescu A., Aguilar-Martin, J. A fuzzy clustering approach for supervision of biological process by image processing. EUSFLAT – LFA pp.1057-1063, 2005.
- [2] Hedjazi, L., Kempowsky, T., Despènes, L., Le Lann, M.V., Elgue, S. and Aguilar–Martín, J., Sensor Placement and Fault Detection Using an Efficient Fuzzy Feature Selection Approach. 49th Conference on Decision and Control, Atlanta, Georgia, 2010.
- [3] González, R. C., Woods R. E., Digital image processing using Matlab. ISBN 81-203-2758-6, USA: Prentice Hall, 2002.
- [4] Bezdek J., Ehrlich R., Full W., FCM: The fuzzy c-means clustering algorithm. Computers & Geosciences, Elsevier. Volume 10, Issues 2–3, pp. 191-203, 1984.

- [5] Guojun G., Chaoqun M., Jianhong W., Data clustering theory, algorithms and applications, Siam, 2007.
- [6] Isaza, C., Diagnostic par techniques d'apprentissage floues: conception d'une méthode de validation et d'optimisation des partitions., Ph.D. dissertation. INSA Toulouse, France, 2007.
- [7] Kempowsky, T., Aguilar-Martin, J., Le Lann, M. and Subias, A. Learning Methodology for a Supervision System using LAMDA Classification Method. In IBERAMIA'02-VIII Iberoamerican Conference on Artificial Intelligence. Sevilla, Spain, 2002.
- [8] LeLann M. V., Kempowsky T., Aguilar Martin J. P3S Process Sensor Selection & Situation assesment-User's Manual, V1.0, 2011.
- [9] Mendoza Manzano, M. A., Procesamiento y análisis digital de imágenes mediante dispositivos lógicos programables, Tesis de la Universidad Tecnológica de la Mixteca, febrero 2009.
- [10] Ordoñez Santiago, C. A., Formatos de imagen digital. Revista Digital Universitaria, vol. 5, número 7, ISSN: 1067-6079, mayo 2005.
- [11] Petrou, M., P. Bosdogianni, Image processing: the fundamentals. ISBN 0-471-99883-4, USA: Jhon Wiley and Sons, 1999.
- [12] Piera N., Desroches P., Aguilar Martin J., LAMDA: An incremental conceptual clustering method. Rapport du LAAS No. 89420. Laboratoire d'analyse et d'architecture des systèmes du CNRS, décembre 1989.
- [13] Vargas Gómez, E., Obregón Neira N., Métodos de segmentación de nubes en imágenes satelitales. Tecnura, vol. 17, No. 36, pp. 96-110, 2013.
- [14] Zambrano Nila J. G., Cuantificación vectorial para imágenes con base en los algoritmos LBG y LAMDA, Universidad Tecnológica de la Mixteca, Tesis febrero 2012.

# **SIMULACIÓN BASADA EN AGENTES PARA EL CONTROL INTELIGENTE DE SEMÁFOROS MEDIANTE LÓGICA DIFUSA**

***Héctor Rafael Orozco Aguirre***

Universidad Autónoma del Estado de México

*hrorozcoa@uaemex.mx*

***Saul Lazcano Salas***

Universidad Autónoma del Estado de México

*slazcanos@uaemex.mx*

***Victor Manuel Landassuri Moreno***

Universidad Autónoma del Estado de México

*vmlandassurim@uaemex.mx*

## **Resumen**

Una de las grandes problemáticas a resolver en las grandes urbes es la relacionada con la sincronización de semáforos para agilizar y mejorar el tráfico vehicular. En este trabajo, se presenta un nuevo modelo cuya aportación es servir como un esquema de ajuste de tiempos en semáforos empleando un sistema de control inteligente basado en agentes autónomos, buscando balancear los tiempos de espera en luz roja y de siga en luz verde para agilizar el flujo sobre cruceros. Se emplea una topología Manhattan para representar dos cruceros viales en una red vial de 7 calles, y la lógica difusa es aplicada para el ajuste de los tiempos de los semáforos tomando la densidad o congestión de tráfico vehicular. Esta red fue modelada y simulada en la plataforma AnyLogic.

**Palabras Claves:** AnyLogic, control inteligente de tráfico, lógica difusa, semáforos, sistemas multiagente.

## **Abstract**

*One of the main problems to be solved in the big cities is related to traffic lights synchronization in order to speed up and improve vehicular traffic. In this paper, a*



*new model is presented, which contributes to provide a scheme of time adjustment on traffic lights using an intelligent control system based on autonomous agents, seeking to balance waiting times in red light and follow times in green light, with the intention of speeding up the vehicular flow on vehicular cruises. A Manhattan topology is used to represent 2 road intersections in a road network of 7 streets, and fuzzy logic is applied to adjust times of traffic lights taking the vehicular traffic density or congestion. The road network was modeled and simulated on the AnyLogic platform.*

**Keywords:** *AnyLogic, fuzzy logic, intelligent traffic control, multiagent systems, traffic lights.*

## **1. Introducción**

La historia del uso y evolución del semáforo se encuentra muy ligada al desarrollo mismo de la industria automotriz. Actualmente, el tráfico vehicular se ha vuelto un problema muy fuerte en las ciudades, generando situaciones como contaminación, congestionamiento, tiempos de traslado elevados en distancias cortas, entre otros como estrés en los conductores y pasajeros de las unidades de transporte. En este sentido, una alternativa de solución pasa a través de un control adecuado de sincronización y autorregulación en los tiempos de las luces de semáforos. Este control se realiza de manera general basado en dos tendencias: la primera de ellas es un control pasivo o estático, en donde los semáforos se temporizan de acuerdo a criterios preestablecidos. La segunda tendencia es realizar un control activo, es decir, un control en donde la temporización pueda reajustarse en tiempo real acorde a las condiciones de tráfico, siendo esta la explorada en este trabajo.

Bajo el esquema de control activo, se siguen diversas líneas de trabajo tal como la observada en [Moghaddam, 2015] en el que se propone el control de un semáforo en un cruce, donde el ajuste de tiempos de este es llevado a cabo con control difuso Q-learning. El semáforo analiza las condiciones de tráfico en sus trayectorias y de este modo va realizando el ajuste de los tiempos y aprendizaje de diversas condiciones de tráfico.

La propuesta realizada en [Rashid et al., 2015] realiza el modelado del tráfico ya no como automóviles individuales sino como grupo, en el cual se analizan datos como velocidad promedio del grupo y distancia entre los autos, además de que los autos pueden estar moviéndose entre diferentes grupos. Pondera datos como tamaño del grupo, velocidad promedio de este y posible tiempo de espera para el control de las luces. Emplea una topología Manhattan en su modelado, consistente en 6 cruces de avenidas [Khasnabish, 1989].

El trabajo realizado por [Alkandari, 2015], propone un sistema de control basado en lógica difusa basado en la cantidad y velocidad de los vehículos, con la particularidad que puede hacer detección de posibles colisiones entre los mismos y tomar decisiones en consecuencia. El trabajo propuesto por [Rosyadi, 2016] se caracteriza por tener como objetivo la optimización de tiempos de espera en los cruces empleando algoritmos colaborativos basados en Q-learning para el control de los semáforos en sus simulaciones.

Sobre la línea de optimización de tiempos de espera, se encuentra el trabajo de [Hatri, 2016], en el cual emplean un algoritmo multiobjetivo enfocado a minimizar los tiempos de espera en cruces y maximizar la velocidad de grupo de automóviles, de manera simultánea. Emplea un algoritmo Q-learning combinado con un algoritmo de optimización de grupos de partículas.

Una tendencia diferente para el control de semáforos es la propuesta en [Fleck, Cassandras, 2016], en donde emplean un análisis infinitesimal de perturbaciones bajo el modelado de un proceso estocástico como herramienta para el control de las luces, en donde el modelo se alimenta con datos en tiempo real. Sin embargo, el escenario bajo el cual se analiza el comportamiento del algoritmo es únicamente un cruce con dos semáforos.

Otra vertiente muy importante para el control de semáforos son las propuestas basadas en hardware, como el trabajo de [Kuzminvkh, 2016], el cual se enfoca en priorizar el paso de unidades como ambulancias y servicios policiales. Una vez trazada la ruta de la unidad de auxilio hacia su destino, se alteran los tiempos de semáforos pertenecientes a dicha ruta mediante una tarjeta especialmente construida para dicho fin.

Otra propuesta basada en un dispositivo hardware para el control de semáforos es la realizada en [Ghazal et al., 2016], en donde se propone el uso de un microcontrolador PIC el cual, mediante sensores infrarrojos, colecta datos del entorno (densidad de autos, velocidades) y ajusta los tiempos del semáforo en consecuencia.

El trabajo presentado en [Kumaar, 2016] propone el uso de un microcontrolador PIC para monitorear la densidad de tráfico y reajustar los tiempos del semáforo, con la diferencia de que propone el uso de una pluma y una alerta auditiva para que los autos no sobrepasen el paso peatonal una vez que el semáforo se pone en rojo. En esta misma línea [Zhang, 2016] propone el uso de un dispositivo de diagnóstico en los vehículos que proporcionan datos sobre la velocidad de ellos y a partir de las lecturas obtenidas, se propone un algoritmo en donde se busca que la velocidad de los autos en un cruce se reduzca lo menos posible.

Otro trabajo en esta vertiente es el realizado por [Younis, 2016] el cual propone el uso de tags RFID en los vehículos para que, por una parte, se puedan reajustar tiempos en semáforos si se trata de vehículos de emergencia o ambulancias y al mismo tiempo, detectar vehículos robados a partir de una base de datos de la policía; dicha base puede ser alimentada en tiempo real a partir de un mensaje de texto en una red GSM.

Por otra parte, en [Sivakumar et al., 2016] se propone la optimización de los tiempos en los semáforos partiendo de dos perspectivas: la primera es recolectar datos de tráfico desde puntos fijos en la infraestructura urbana y la segunda es recolectar datos desde los autos mismos, buscando en ambas propuestas que haya pocos datos que transmitir y en consecuencia, poca carga de procesamiento para lograr el control de las luces.

Otro trabajo que aborda el uso de recolección de datos desde la infraestructura urbana es el presentado en [Qi, 2016], en donde proponen un sistema de control en dos etapas: la primera controla la temporización en los semáforos y la segunda marca posibles direcciones con problemas de tráfico en cada cruce, buscando que los autos tomen otra ruta en lugar de la que ya está congestionada. Emplea una red de 8x8 nodos para su simulación.

Sin embargo, una de las desventajas de los algoritmos y planteamientos hechos en trabajos como [Moghaddam, 2015], [Alkandari, 2015], [Rosyadi, 2016], [Fleck, 2016], [Kumaar, 2016] es que la simulación se realiza empleando un sólo cruce y no se valida en un esquema más amplio. Por otra parte, el trabajo en [Kuzminvkh, 2016] únicamente considera situaciones excepcionales como ambulancias o vehículos de emergencia para reajustar los tiempos en semáforos, con lo cual no se soluciona la problemática de tráfico en su conjunto.

Bajo lo anteriormente dado, en este trabajo se presenta el control de semáforos dinámico empleando un sistema inteligente basado en lógica difusa, buscando autorregular los tiempos de semáforos tomando como punto de partida las tasas de congestión vehicular de las calles que convergen en cruces de una red vial. Este control se prueba en una simulación virtual de una red vial, que cumple con lo requerido para modelar una red de calles bajo las características y restricciones de una topología Manhattan [Chung, 1993], [Brassil, 1994].

Para verificar la validez del uso de lógica difusa como mecanismo de control de los tiempos, se analizan los resultados referentes al desahogo de los cruces buscando equilibrar de manera eventual el tráfico en los mismos, es decir, desahogar la congestión vehicular de manera gradual para que no sea saturada ni colapsada la red vial.

El presente artículo, muestra los métodos que fueron empleados para desarrollo del modelo propuesto (sección 2), resultados obtenidos (sección 3), los cuales son discutidos en sección 4; y finalmente, en la sección 5 se presentan conclusiones.

## **2. Métodos**

El desarrollo de este trabajo se hizo en dos etapas:

- Modelo Difuso de Control de Semáforos.
- Diseño y Construcción de la Red Vial.

### **Primera Etapa: Modelo Difuso de Control de Semáforos**

En este trabajo, la lógica difusa se empleó para crear un modelo difuso de control inteligente de semáforos que permitiera el autoadaptabilidad de estos a las

condiciones de tráfico vehicular existentes en los cruces, mediante un sistema lógico impreciso, basado en subconjuntos difusos por medio de variables lingüísticas de entradas y de salida. De tal modo, que el modelo basado en reglas es con el fin de tratar lo difuso de manera sistemática pero no del todo cuantitativa, debido a que las tasas de congestión vehicular no fueron tratadas como números, sino como conceptos representados mediante conjuntos difusos como “muy poco”, “medio” o “muy alto”, por mencionar algunos.

La lógica difusa se eligió debido a que utiliza principalmente dos conceptos: graduación y granulación, siendo estos el núcleo y características principales de la misma [Zadeh, 1994], por lo que la graduación significa que a todo dato al que se le emplea es o se le permite que sea graduado, en donde las fronteras entre un estado y otro no están definidas nítidamente, por otro lado, la granulación es el uso de palabras vistas como una forma de cuantificación difusa, en la figura 1 se observa la diferencia entre cuantificación y granulación, en donde se representa la granulación por medio de etiquetas lingüísticas como: bajo, medio, o muy alto, en donde, dichas etiquetas representan un valor cuantitativo.

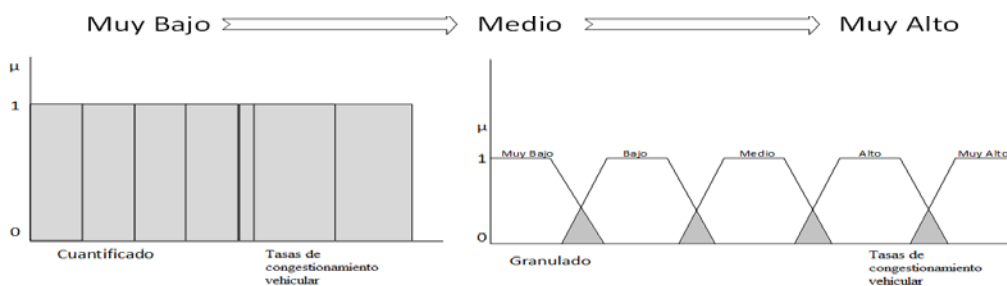


Figura 1 Graduación y granulación de las tasas de congestión vehicular.

La lógica difusa hace uso de la teoría de conjuntos difusos, con el fin de dar un grado de membresía o pertenencia a sus variables lingüísticas, lo que permite aceptar una membresía parcial a ciertos conjuntos, generalizando en cierta medida a la teoría de conjuntos clásicos [Chen, 2000]. En [Zadeh, 1994] se define a un conjunto difuso como “una clase de objetos con una continuidad de grados de pertenencia”. Dicho conjunto está caracterizado por una función de pertenencia, por lo tanto, la función asigna a cada objeto un grado de pertenencia, tal grado de pertenencia se encuentra dado por los valores dentro del rango de 0 y 1. Aunque

se puede hacer uso de diferentes funciones de pertenencia, en esta investigación se utilizó la función de pertenencia trapezoidal, toda vez que su principal ventaja es el margen de tolerancia alrededor del valor que se toma como más representativo del valor lingüístico asociado al conjunto difuso, así como el centro de gravedad del conjunto difuso, es decir, en su cima se tiene una pertenencia máxima de 1 en un conjunto para un rango de valores sin incertidumbre y en sus costados se tiene un grado de pertenencia que puede estar entre dos o más conjuntos para un rango de valores con incertidumbre.

Para llevar a cabo esta etapa, se realizaron los siguientes 4 pasos creando un archivo escrito en el lenguaje de definición de sistemas de inferencia difusos FCL [International Electrotechnical Commission, 2014] y usando el lenguaje Java mediante la biblioteca jFuzzyLogic [Cingolani, 2012]:

- *Recopilación de Datos para los Valores de las Variables Lingüísticas de Entrada y de Salida:* Tomando como base lo dado en [Aguirre, 2017], se vio que era conveniente manejar las tasas de congestión vehicular en cada calle, yendo de un valor 0 (el más bajo) al de 75 (el más alto), distribuyéndolas en 5 conjuntos difusos traslapados y mapeados a un rango de 0 a 1 como sigue:
  - ✓ Muy poco (vl: very low): 0 a 16, mapeo de 0 a 0.2133.
  - ✓ Poco (l: low): de 14 a 31, mapeo de 0.1866 a 0.4133.
  - ✓ Regular o moderado (m: medium): de 29 a 46, mapeo de 0.3866 a 0.6133.
  - ✓ Alto (h: high): de 44 a 61, mapeo de 0.5866 a 0.8133.
  - ✓ Muy alto (vh: very high): de 59 a 75, mapeo de 0.7866 a 1.
- *Fusificación de las Variables Lingüísticas de Entrada:* Una vez recopilados los datos, se definieron las variables y valores lingüísticos, así como las funciones de pertenencia para realizar una fusificación igual de las variables lingüísticas de entrada (las cuatro calles que convergen en un cruce de la red vial) s1, s2, s3 y s4, dando como ejemplo lo hecho para s1, acorde a lo siguiente, ver figura 2:

*FUZZIFY s1*

```

TERM vl := (0.0, 1) (0.1866, 1) (0.2133, 0);
TERM lo := (0.1866, 0) (0.2133, 1) (0.3866, 1) (0.4133, 0);
TERM me := (0.3866, 0) (0.4133, 1) (0.5866, 1) (0.6133, 0);
TERM hi := (0.5866, 0) (0.6133, 1) (0.7866, 1) (0.8133, 0);
TERM vh := (0.7866, 0) (0.8133, 1) (1, 1);
END_FUZZIFY

```

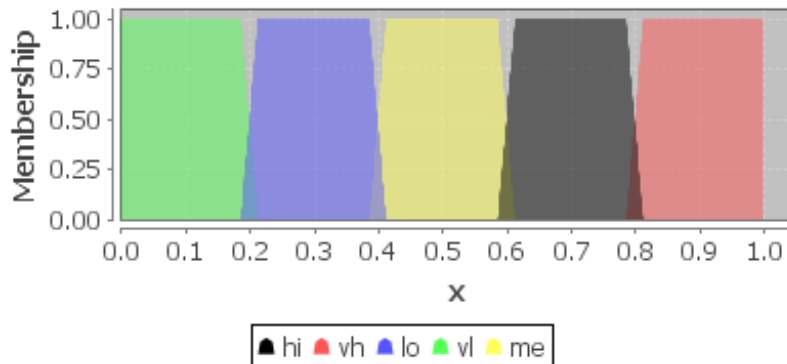


Figura 2 Fusificación de la variable lingüística de entrada s1.

- *Defusificación de las Variables Lingüísticas de Salida:* Para la defusificación se necesitaron 15 variables de salida para manejar las mismas posibles congestiones de tráfico vehicular en un cruce, 4 para una sola calle, 6 para dos calles, 4 para tres calles y 1 para cuatro calles (tCS1, tCS2, tCS3, tCS4, tCS12, tCS13, tCS14, tCS23, tCS24, tCS34, tCS123, tCS124, tCS134, tCS234, tCS1234), dando como ejemplo lo realizado para tCs1, según sigue a continuación, ver figura 3:

```

DEFUZZIFY tCS1
TERM vl := (0.0, 1) (0.1866, 1) (0.2133, 0);
TERM lo := (0.1866, 0) (0.2133, 1) (0.3866, 1) (0.4133, 0);
TERM me := (0.3866, 0) (0.4133, 1) (0.5866, 1) (0.6133, 0);
TERM hi := (0.5866, 0) (0.6133, 1) (0.7866, 1) (0.8133, 0);
TERM vh := (0.7866, 0) (0.8133, 1) (1, 1);
METHOD : COG;
DEFAULT := 0.0;
RANGE := (0.0 .. 1);
END_DEFUZZIFY

```

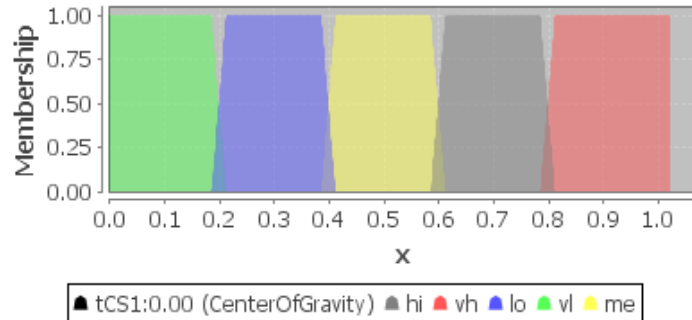


Figura 3 Defusificación de la variable lingüística de salida tCS1.

Es importante mencionar que para la defusificación se usó el centro de gravedad (COG), lo cual implica que el valor a obtener para la congestión vehicular presente se ubica en el centro del rango de pertenencia del conjunto difuso correspondiente.

- *Reglas de Inferencia Difusas:* En un total de 61 reglas difusas se consideraron los 5 probables valores lingüísticos (muy bajo, bajo, medio, alto, muy alto) para las 15 variables de salida, quedando como ejemplos las siguientes, figura 4:

RULE 1: IF (s1 IS vh AND s2 IS NOT vh AND s3 IS NOT vh AND s4 IS NOT vh) THEN tCS1 IS vh;

RULE 17: IF (s1 IS vh AND s2 IS vh AND s3 IS NOT vh AND s4 IS NOT vh) THEN tCS12 IS vh;

RULE 41: IF (s1 IS vh AND s2 IS vh AND s3 IS vh AND s4 IS NOT vh) THEN tCS123 IS vh;

RULE 57: IF (s1 IS vh AND s2 IS vh AND s3 IS vh AND s4 IS vh) THEN tCS1234 IS vh;

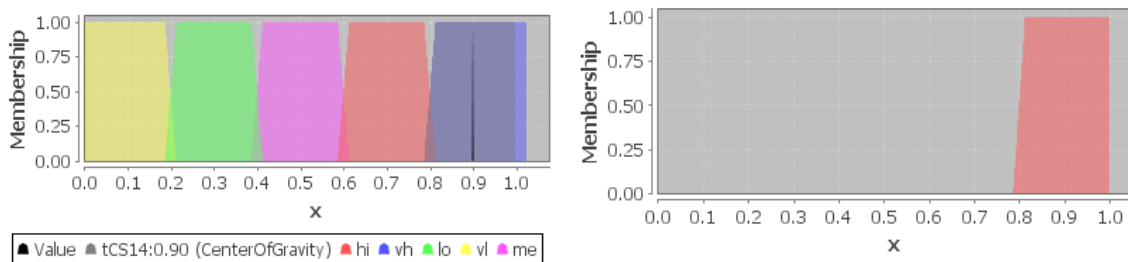


Figura 4 Aplicación de las reglas de inferencia difusa para obtener una tasa de congestión vehicular muy alta.



## Segunda Etapa: Diseño y Construcción de la Red Vial

Para llevar a cabo esta etapa, se realizaron los siguientes 2 pasos:

- *Modelado del Escenario de la Red Vial en AnyLogic:* En este paso, se modeló bajo la plataforma AnyLogic [Borshchev, 2004], [Grigoryev, 2012], [Grigoryev, 2015] una red vial de 7 calles con 2 crucesos respetando una topología de Manhattan [Chung, 1993], [Brassil, 1994], en la cual no se incluyeron zonas habitacionales o edificios, ni se consideraron aspectos referentes a los peatones. Cada calle es de 3 carriles en cada sentido de dirección de flujo vehicular. A los crucesos convergen y divergen cuatro calles, respectivamente. En la figura 5, se presenta el escenario que fue generado, en el cual se aprecia que a pesar de ser un escenario pequeño no deja de ser complejo y resulta apto para los fines de este trabajo.

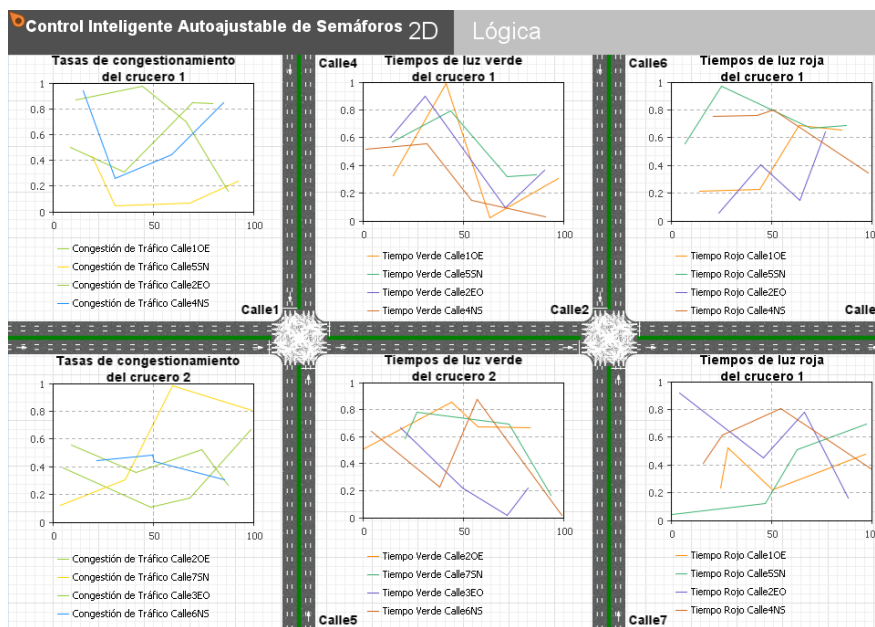


Figura 5 Modelado de la red vial en AnyLogic University.

- *Comportamiento de los Agentes y Lógica del Escenario de la Red Vial en AnyLogic:* Los automóviles y las calles fueron tratados como agentes, cuyo comportamiento fue programado dentro de la plataforma en el lenguaje Java. Por una parte, los autos agentes pueden en los crucesos, avanzar en cuatro direcciones: dar vueltas en “U” para retroceder por la misma calle en

el sentido opuesto, seguir avanzando en la misma dirección, dar vuelta a la izquierda o a la derecha, es decir, no están limitados por ninguna señal de tránsito, lo que obliga a que cada cruceo tenga sus 4 semáforos y existan 4 tiempos para la circulación de cada carril.

Por otra parte, las calles agentes contabilizan el número de automóviles que entra y sale de ellas para mantener actualizadas sus tasas de congestión vehicular. Claramente esta configuración evidencia más descontrol en una vialidad y es más propensa a que haya congestiones, de ahí que se escogió por su complejidad y semejanza con la realidad para ofrecer confiabilidad de los resultados arrojados en la simulación y con ello defender el modelo difuso como una buena solución.

La figura 6 presenta el diseño del comportamiento de los agentes auto y calle, además de la lógica de ejecución de la red vial en AnyLogic. Se puede observar que hay 6 sentidos de entrada, es decir, aquellos correspondientes a las calles que la alimentan o saturan, así como los 6 sentidos de salida (opuestos a los de entrada), ósea los que la liberan o desahogan. Para cada cruceo se programó además un conjunto de 4 agentes semáforo que se encargan de ajustar y balancear los tiempos de las luces verde y roja de cada semáforo, acorde a lo que diga el sistema de control difuso tras cada ciclo de cruceo (ejecución de los tiempos de las 3 luces de los 4 semáforos).

Se programaron además eventos de tiempo que hacen que tras cada ciclo de cada cruceo se puedan evaluar las 4 tasas de congestión vehicular correspondientes a las cuatro calles que convergen en ellos para que mediante el sistema de control difuso se pueda saber si es en 1, 2, 3 o 4 calles donde su luz verde debe ser aumentada y en las otras restantes su luz roja disminuida para que eventualmente se logre un balance de las tasas de congestión de tráfico vehicular.

Finalmente, se programó un evento de tiempo que modifica cada minuto las tasas de arribo (7 como mínimo a 24 como máximo vehículos) de los 6 sentidos de entrada de la red vial.

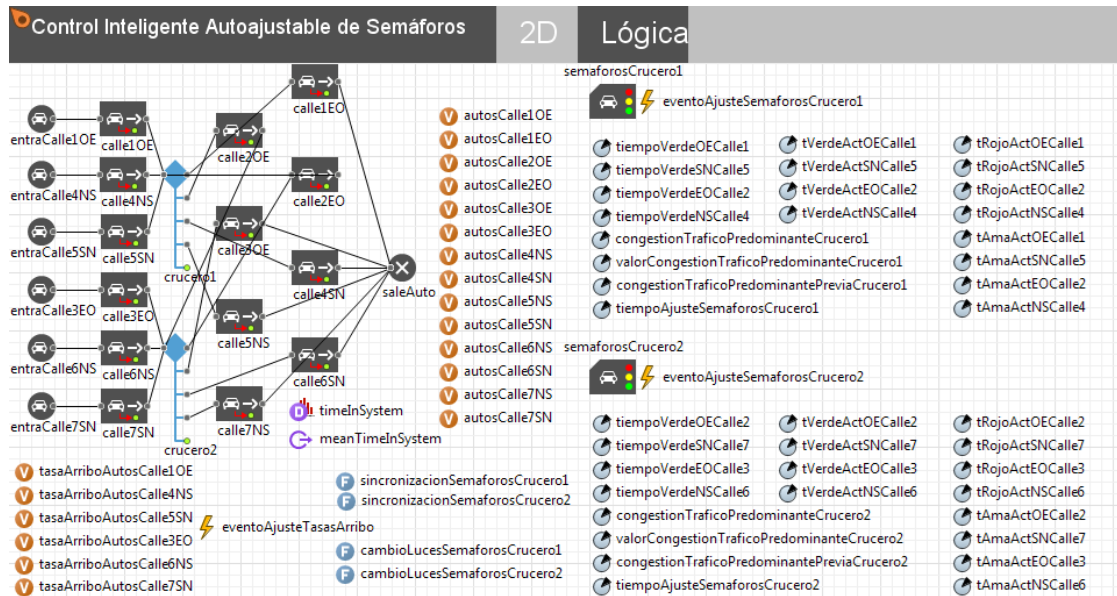


Figura 6 Especificación del comportamiento y lógica de la red vial.

### 3. Resultados

Posteriormente, ya con el escenario, semáforos y automóviles, se generó un caso de estudio donde los valores iniciales de tiempo para los 4 semáforos en cada cruce fueron como siguen (ver figura 7):

- Las luces en siga (verde) en 17 segundos.
- Las luces en preventiva (amarillas o ámbar) en 3 segundos.
- Las luces en alto (rojas) en 60 segundos (3 ciclos de espera de luces siga-preventiva por los otros 3 semáforos en el cruce).

Los tiempos de luz verde y roja de cada semáforo son actualizados al terminar cada ciclo de cruce, según lo que indique el sistema de control difuso. Estos pueden ir de 80 segundos como mínimo a 240 segundos como máximo. No es un objetivo el mostrar estadísticas de reducción o incremento de tiempo en las luces de los semáforos, sino el poder ver mediante la simulación que el ajuste y control de los tiempos mediante el modelo difuso conduce a tener un balance de las tasas de congestión vehicular y por ende de los tiempos en las luces de los semáforos. Sin embargo, las gráficas de evolución de los tiempos de dichas luces se pueden ver en la figura 7.

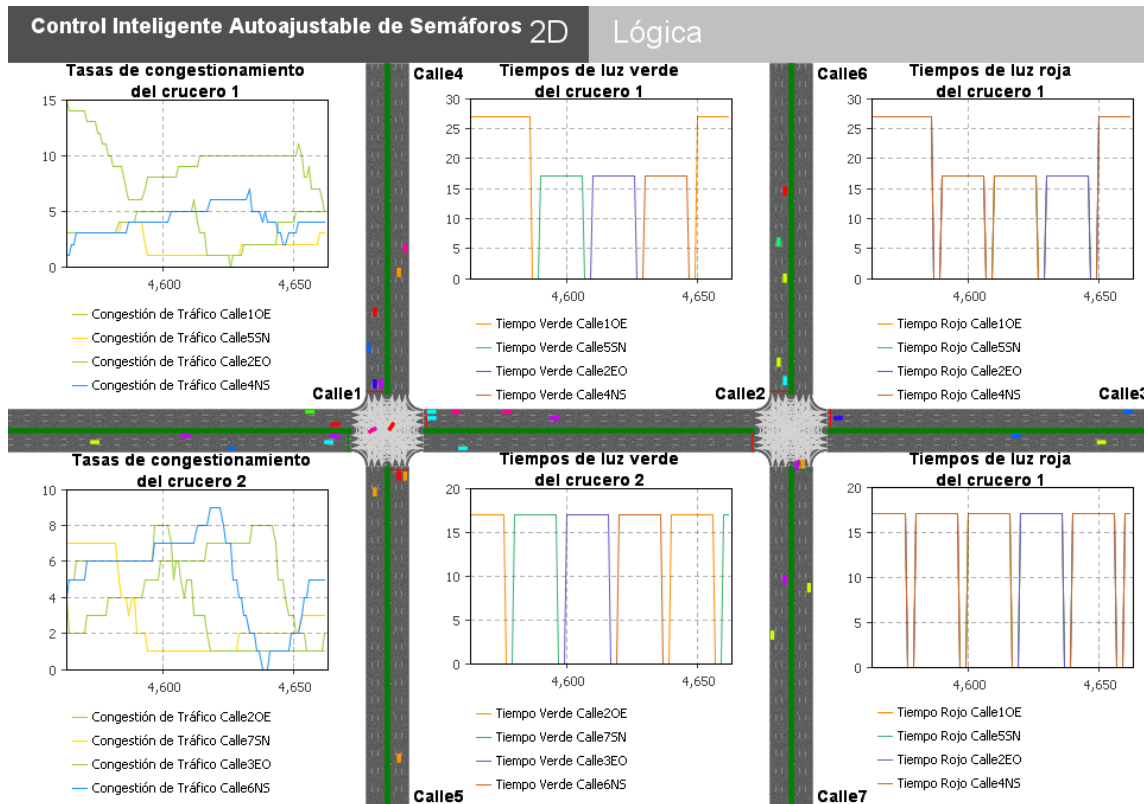


Figura 7 Ejecución del caso de estudio sobre la red vial.

Una vez que los automóviles toman un sentido de salida sobre las calles de la red vial estos son descartados y se descuentan de las respectivas tasas de congestionamiento vehicular, algo similar se hace con los que toman un sentido de entrada de sobre las calles, puesto que estos se conservan y se contabilizan en las respectivas tasas de congestionamiento vehicular, ver figura 8. Dado que las tasas de arribo son variables (de 7 a 24 vehículos por minuto), se tiene que no siempre la congestión vehicular es dinámica lo que permite que se aprecie mejor la funcionalidad del modelo difuso propuesto.

#### 4. Discusión

En la figura 7, se ve en el caso de estudio presentado que la red vial tiende a tener un balance de tiempos de las luces de los semáforos y de las tasas de congestionamiento vehicular, evitando que colapse, es decir, reduciendo la saturación de tasas de congestionamiento vehicular muy altas, permitiendo un flujo más continuo de los automóviles sobre las calles de la red vial.

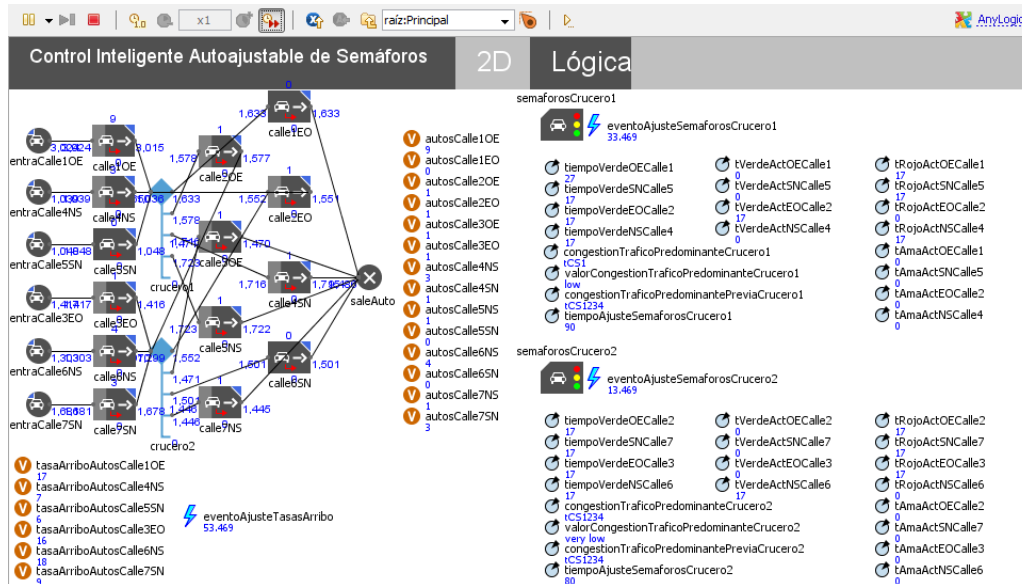


Figura 8 Lógica de la ejecución del caso de estudio sobre la red vial.

En la figura 8, de la lógica de ejecución de la red vial se aprecia que a pesar de que en algunas ocasiones las tasas de congestionamiento vehicular sean altas o muy altas, con el tiempo (eventualmente de 1 a 3 ciclos de cruceo) tienden a ser disminuidas para quedar en un rango de bajo o muy bajo, lo cual indica que el modelo de control difuso fue eficaz al dar un buen control y satisfactoria reducción del tráfico vehicular sobre la red vial, evitando que esta sea colapsada al buscar que se tenga un equilibrio de las tasas de congestionamiento vehicular y balance de los tiempos de las luces de los semáforos de los cruceos vehiculares.

Para poder dar las afirmaciones pasadas, se hicieron dos ejecuciones del caso de estudio, con tiempos de simulación de una semana y un mes, respectivamente, de ahí se logró deducir la pertinencia del sistema de control difuso.

Dado que a diferentes horas del día y en diferentes días de la semana existirán flujos diversos de automóviles, un modelo pasivo no es funcional, a menos que la población en el área sea mínima, lo que daría como resultado un flujo reducido de automóviles.

El uso de un modelo dinámico que se autoajuste o autorregule puede ser una alternativa muy atractiva para el reajuste de los tiempos en los diversos semáforos en un cruceo, un área metropolitana más amplia o inclusive una ciudad, previa validación y simulaciones partiendo de entornos basados en datos reales.

Los sistemas de semáforos inteligentes son ampliamente investigados para mejorar las vialidades de muchas ciudades. Estos sistemas pueden tomar variables como la velocidad de los autos, el tamaño de ellos, el flujo de automóviles, la forma de las avenidas (cruceos o glorietas). Así como se pueden tener algoritmos matemáticos para ajustar los tiempos de los semáforos, o bien algoritmos de inteligencia artificial. Un ejemplo podría ser un sistema de conteo de automóviles el cual procese las imágenes para detectar cuantos autos están entrando a una avenida, por otro lado, podrían existir otros tipos de sensores que eviten hacer el procesamiento de las imágenes. En cualquiera de las dos formas, se tiene el número de autos que pasan por un punto determinado.

## **5. Conclusiones**

El control dinámico de semáforos abre una línea de trabajo muy importante en la búsqueda de algoritmos e implementación de soluciones que permitan un control activo de los tiempos de sus luces, considerando para este fin diversas variables para el reajuste de tales tiempos, es aquí donde la lógica difusa tiene cabida dado que permite evaluar la incertidumbre de las tasas de congestión vehicular en las calles para saber qué semáforos necesitan ser activados en luz verde y cuáles desactivados en luz roja, usando la luz amarilla como fase preventiva para el desahogo de los cruceos y el evite de colisiones en los mismos.

La topología Manhattan se empleó debido a que es un estándar en el modelado de redes de calles en entornos urbanos y ofrece la ventaja poder crear un grafo de conexiones entre calles de entrada y salida de una red vial, así como de las que convergen y divergen en cruceos vehiculares. El incremento de tiempo en luz verde y decremento de tiempo en luz roja para los semáforos de los cruceos se fue dando con el tiempo, pero siempre tendiendo a lograr un equilibrio de tiempos entre dichos semáforos al reducir y balancear las tasas de congestión vehicular sobre las calles que alimentan a tales cruceos.

Poniendo de lado la mala organización y planeación de las grandes urbes como la ciudad de México, así como la zona metropolitana del Estado de México, es

necesario, tener un mejor entendimiento del tráfico vehicular para poder hacer mejoras, en un inicio, a los semáforos que actualmente operan en ella.

Un sistema inteligente de semáforos usando lógica difusa el cual permita autorregular los tiempos de los semáforos, será benéfico para los habitantes de dichas zonas geográficas dado que podrán trasladarse más rápidamente, evitando un gasto mayor de gasolina, contaminando menos, posiblemente con menos estrés del volante, y hasta se podría pensar en una mejor calidad de vida al permitirles tener más tiempo para las actividades que realizan día a día.

El éxito de este proyecto permitirá no sólo poder entender y hacer propuestas en las vialidades en cuanto a los semáforos, sino tener una plataforma que pueda modelar el comportamiento de una zona geográfica de la ciudad, y poder así, hacer propuestas para reestructurar y planear de una mejor forma las vialidades de ésta.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Aguirre Quezada, J. P., Movilidad urbana en México, Dirección General de Análisis Legislativo, Instituto Belisario Domínguez, 2017.
- [2] Alkandari, A. A., & Alshammari, A. M., Theory of dynamic hybrid fuzzy logic control of traffic light network with accident detection and action system. Second International Conference on Computing Technology and Information Management (ICCTIM), 2016.
- [3] Borshchev, A., & Filippov, A., AnyLogic-multi-paradigm simulation for business, engineering and research. 6th IIE annual simulation solutions conference, 2004.
- [4] Brassil, J., Choudhury, A. K., & Maxemchuk, N. F., The Manhattan Street Network: a high performance, highly reliable metropolitan area network. *Computer Networks and ISDN Systems*, 26(6-8), 841-858, 1994.
- [5] El Hatri, C. & Boumhidi, J., Q-learning based intelligent multi-objective particle swarm optimization of light control for traffic urban congestion management. 4th IEEE International Colloquium on Information Science and Technology (CiSt), 2016.

- [6] Chen, G., & Pham, T. T., Introduction to fuzzy sets, fuzzy logic, and fuzzy control systems. CRC press, 2000.
- [7] Chung, T. Y., & Agrawal, D. P., Design and analysis of multidimensional Manhattan Street Networks. *IEEE transactions on communications*, 41(2), 295-298, 1993.
- [8] Cingolani, P., & Alcalá-Fdez, J., jFuzzyLogic: a robust and flexible Fuzzy-Logic inference system language implementation. In *Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE)*, 2012 IEEE International Conference on (pp. 1-8). IEEE, June 2012.
- [9] Fleck, J. L., Cassandras, C. G., & Geng, Y., Adaptive quasi-dynamic traffic light control. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2016.
- [10] Ghazal, B., ElKhatib, K., Chahine, K., & Kherfan, M., Smart traffic light control system. *Third International Conference on Electrical, Electronics, Computer Engineering and their Applications (EECEA)*, 2016.
- [11] Grigoryev, I., AnyLogic 6 in three days: a quick course in simulation modeling. AnyLogic North America, 2012.
- [12] Kumar, M. A., Kumar, G. A., & Shyni, S. M., Advanced traffic light control system using barrier gate and GSM. *International Conference on Computation of Power, Energy Information and Communication (ICCPEIC)*, 2016.
- [13] Grigoryev, I., AnyLogic 7 in three days. A quick course in simulation modeling, 2015.
- [14] International Electrotechnical Commission: [http://www.iec.ch/dyn/www/f?p=103:91:0:::FSP\\_LANG\\_ID:25?q=Fuzzy Control Language](http://www.iec.ch/dyn/www/f?p=103:91:0:::FSP_LANG_ID:25?q=Fuzzy%20Control%20Language), 2014.
- [15] Khasnabish, B., Topological properties of Manhattan street networks. *Electronics Letters*, 25(20), 1388-1389, 1989.
- [16] Kuzminvkh, I., Development of traffic light control algorithm in smart municipal network. *13th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET)*, 2016.
- [17] Li, J., Zhang, Y., & Chen, Y., A Self-Adaptive Traffic Light Control System Based on Speed of Vehicles. *IEEE International Conference on Software Quality, Reliability and Security Companion (QRS-C)*, August 2016.



- [18] Moghaddam, M. J., Hosseini, M., & Safabakhsh, R., Traffic light control based on fuzzy Q-learning. International Symposium on Artificial Intelligence and Signal Processing (AISP), 2015.
- [19] Qi, L., Zhou, M., & Luan, W., A Two-level Traffic Light Control Strategy for Preventing Incident-Based Urban Traffic Congestion. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2016.
- [20] Rashid, H. Ashrafi, M.J.F. Azizi, M. & Heydarinezhad, M.R., Intelligent traffic light control based on clustering using Vehicular Ad-hoc Networks. 7th Conference on Information and Knowledge Technology, 2016.
- [21] Rosyadi, A. R., Wirayuda, T. A. B., & Al-Faraby, S., Intelligent traffic light control using collaborative Q-Learning algorithms. 4th International Conference on Information and Communication Technology (ICoICT), 2016.
- [22] Sivakumar, R., Vignesh, G., Narayanan, V., Prakash, S., & Sivakumar, V., Automated traffic light control system and stolen vehicle detection. International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT), May 2016.
- [23] Zadeh, L. A., Fuzzy logic, neural networks, and soft computing. Communications of the ACM, 37(3), 77-85, 1994.
- [24] Younis, O., & Moayeri, N., Cyber-physical systems: A framework for dynamic traffic light control at road intersections. Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2016.

# **PREDICCIÓN DE POTENCIA FOTOVOLTAICA MEDIANTE REDES NEURONALES WAVELET**

***José Daniel Ortiz López***

Instituto Tecnológico Superior Progreso

*danielortizlopez9@gmail.com*

***Luis J. Ricalde Castellanos***

Universidad Autónoma de Yucatán, Facultad de Ingeniería

*lricalde@correo.uady.mx*

***Braulio J. Cruz Jiménez***

Universidad Autónoma de Yucatán, Facultad de Ingeniería

***Ricardo J. Peón Escalante***

Universidad Autónoma de Yucatán, Facultad de Ingeniería

*lricalde@correo.uady.mx*

## **Resumen**

En el presente trabajo se realiza la predicción de potencia de un sistema solar fotovoltaico implementando dos diferentes estructuras de redes neuronales, perceptrón multicapa y una red neuronal wavelet. El algoritmo de aprendizaje utiliza información proveniente de la irradiación, temperatura, humedad relativa y velocidad del viento. Los datos de entrenamiento se obtienen de una estación meteorológica ubicada cerca de un sistema fotovoltaico de 7 kW. El perceptrón multicapa tuvo como entradas las cuatro variables mencionadas anteriormente y como salida la potencia del sistema, la red Wavelet únicamente tuvo como entrada la irradiación y como salida la potencia generada por el sistema fotovoltaico. Se obtuvieron mejores resultados en la predicción de la red wavelet, siendo esta una de las principales aportaciones de este trabajo.

**Palabras Claves:** Fotovoltaico, perceptrón multicapa, red neuronal, wavelet.

## **Abstract**

*This work presents the prediction of power of a solar photovoltaic system implementing two different neural networks, multilayer perceptron and wavelet neural network. The learning algorithm uses information from irradiance, temperature, relative humidity and wind speed. The training data are obtained from a weather station located near a 7 kW photovoltaic system. The multilayer perceptron had as inputs four variables previously mentioned and as output the power. The wavelet network only had as input the irradiation and as output, the power generated by the photovoltaic system. Better results were obtained in the prediction of the wavelet network, being this one of the main contributions of this work.*

**Keywords:** *Multilayer perceptron, neuronal network, photovoltaic, wavelet.*

## **1. Introducción**

Es evidente un incremento de la demanda energética de la población, propiciando una amenaza de una crisis energética mundial, lo que ocasiona efectos negativos ambientales hacia nuestro hábitat [Rubio, 2016]. El uso eficiente de la energía es una problemática que ha causado gran interés en el mundo debido a que la materia prima (combustibles fósiles) presenta una baja importante en las reservas internacionales, ocasionando serios problemas económicos, políticos y sociales [IMF, 2011]

La importancia a las energías renovables ha ido en aumento, esto se puede ver desde la integración de ellas en las redes públicas de energía [Almonacid, 2015], hasta la aplicación de tecnologías como las redes neuronales en la predicción de la producción energética, así como la aplicación de diferentes técnicas para obtener una optimización en el proceso de predicción [Fernández, 2014], [Lopez, 2016]. El desarrollo de modelos de predicción energética es una tarea importante, permitiendo optimizar y rentabilizar al máximo un sistema de producción energético.

Las redes neuronales se han aplicado en muchos ámbitos probando ser eficaces en el reconocimiento de patrones, procesamiento de imágenes, detección de

fallas, control y predicción. Las redes neuronales han demostrado tener diferentes campos aplicativos como [Martin, 2006] donde se propone una red neuronal artificial como herramienta para predecir si la calidad de una unión soldada por resistencia por puntos alcanza o no un cierto nivel a partir de tres parámetros operativos (tiempo de soldadura, intensidad de corriente y tipo de electrodo). La implementación de inteligencia artificial en el control, monitoreo y procesamiento de información relacionada en la energía renovable es día a día mas empleada, en [Forero, 2013] se emplean redes neuronales para el control de una planta prototipo de gasificación de biomasa. En [Yadav, 2017] se identifican los factores más importantes en la predicción de la potencia de un sistema solar fotovoltaico. En [Holtschneider, 2013] se puede ver la aplicación de las redes neuronales en la variación y ajustes de precios dinámicos de la energía eléctrica con respecto a la demanda de los usuarios lo cual se puede apoyar en modelos de predicción de energía eléctrica basados en redes neuronales.

En este trabajo, las mediciones de generación fotovoltaica se tomaron a partir de una instalación fotovoltaica de 7 kW, mostrada en la figura 1, este sistema se encuentra interconectado a la red pública de distribución eléctrica mediante inversores. Los módulos fotovoltaicos empleados en esta micro red son de la marca Solartec, modelo S60PC de 250 watts. Los valores de generación energética de esta instalación fueron utilizados para la predicción de generación de potencia.



Figura 1 Sistema de generación fotovoltaico.

En este trabajo, se emplea un perceptrón multicapa, y una red neuronal wavelet para la predicción de potencia, generada por el sistema fotovoltaico conectado a la red pública; aportando también el diseño de un algoritmo basado en el filtro extendido de Kalman para aproximar los valores reales de la producción de dicho sistema.

## 2. Métodos

### Redes Neuronales Artificiales

Una red neuronal artificial es un modelo simple de una red biológica cuya finalidad es almacenar conocimiento retenido de manera experimental y generalizarlo para estímulos similares. La forma en la que una red neuronal aprende se denomina algoritmo de entrenamiento, el cual modifica los pesos sinápticos de la red para poder atender al objetivo deseado [Haykin, 2005]. La figura 2 representa un modelo básico de una neurona la cual se pueden apreciar los elementos básicos que la componen, entradas, pesos sinápticos, sumador, umbral y la función de activación.

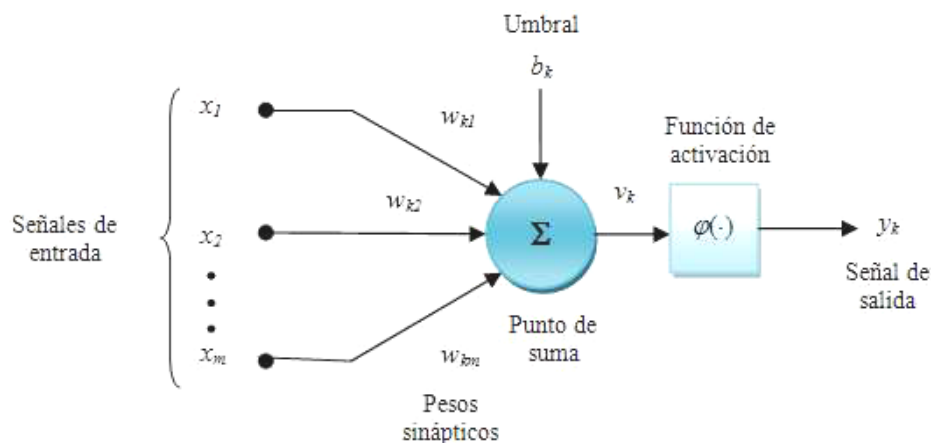


Figura 2 Modelo de una neurona artificial.

### Filtro de Kalman y Filtro Extendido de Kalman

El filtro de kalman proporciona una solución recursiva al problema del filtrado lineal óptimo, mediante la formulación del espacio de sistemas dinámicos lineales. El filtro de Kalman se define a partir de las ecuaciones 1 a 5.

$$\hat{w}^-(k) = F_{k,k-1} \hat{w}^-(k-1) \quad (1)$$

$$P^-(k) = F_{k,k-1} P(k-1) F_{k,k-1}^T + Q(k-1) \quad (2)$$

$$K(k) = P^-(k) H^T(k) [H(k) P^-(k) H^T(k) + R(k)]^{-1} \quad (3)$$

$$\hat{w}(k) = \hat{w}^-(k) + K(k) (y(k) - H(k) \hat{w}^-(k)) \quad (4)$$

$$P(k) = (I - K(k) H(k)) P^-(k) \quad (5)$$

Donde la ecuación 1 representa la propagación del estado estimado; la 2 la propagación de la covarianza del error; la 3 es la matriz de ganancia de Kalman; la 4 es la actualización del estado estimado y finalmente la ecuación 5 es la actualización de la covarianza del error [Haykin, 2001].

El filtro extendido de kalman es un proceso de linealización aplicable a un modelo lineal de un sistema dinámico [Haykin, 1999]. El filtro extendido de Kalman considera un sistema dinámico no lineal en espacio de estado que se describe por ecuaciones 6 y 7.

$$w(k+1) = f(k, w(k)) + u(k) \quad (6)$$

$$y(k) = h(k, w(k)) + v(k) \quad (7)$$

Donde  $u(k)$  y  $v(k)$  son ruidos independientes blancos, gaussianos con media cero y matrices de covarianza  $Q(k)$  y  $R(k)$ ,  $f(k, w(k))$  es la función matricial no lineal de transición la cual puede variar con respecto al tiempo;  $h(k, w(k))$  denota la función matricial de medición no lineal que puede variar con respecto al tiempo.

Aproximando las ecuaciones 6 y 7 a un estado no lineal, se obtienen ecuaciones 8 y 9.

$$w(k+1) \approx F_{k+1,k} w(k) + u(k) + d(k) \quad (8)$$

$$\bar{y}(k) \approx H(k) w(k) + v(k) \quad (9)$$

## Red Neuronal Wavelet

La transformada de Wavelet tiene como idea básica mapear funciones pertenecientes al espacio  $L^2$  al espacio de fase-frecuencia, esto para permitir que

los coeficientes reflejen las propiedades de tiempo-frecuencia presentes en la función de origen. La función llamada Wavelet madre es la que se tiene que escalar y trasladar, para obtener la proyección de una función original a una familia de funciones [Zhang, 1992].

Las redes neuronales Wavelet radiales tienen la complejidad computacional en el cálculo de  $\psi(x)$  ya que está compuesto del cálculo de la norma de  $x \in \mathbb{R}^n$  y la evaluación no lineal univariable de  $\phi$ . La función wavelet para una red neuronal se define mediante ecuación 10.

$$\psi(x) = \phi(|x|) \tag{10}$$

A partir de ecuaciones 11 a la 13.

$$C_\psi \triangleq \int \frac{|\tilde{\psi}(w)|^2}{|w|} dw < \infty \tag{11}$$

$$g(x) = \sum_{i=1}^N w_i \psi(d_{wi}(x - t_i)) \tag{12}$$

$$g(x) = \sum_{i=1}^N w_i \psi(d_{wi}(x - t_i)) + b \tag{13}$$

En ecuación 13 vemos la aproximación de cualquier función del espacio  $L^2$  a partir de ecuación 12, utilizando  $b$  que es el umbral añadido a la neurona de la capa de salida [Zhang, 1992].

### Algoritmos de Aprendizaje

La red neuronal wavelet es entrenada mediante el algoritmo del filtro de Kalman. En la figura 4 se muestra la arquitectura de la red propuesta.

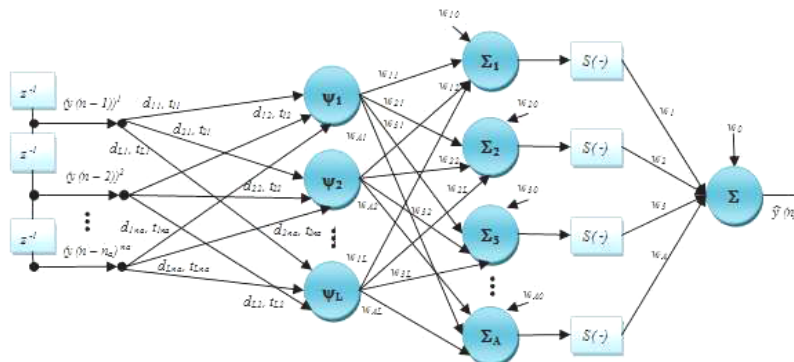


Figura 4 Estructura de una red neuronal wavelet.

La capa oculta 1 está constituida por L neuronas, la función de activación utilizada en esta sección es la función Wavelet radial Mexican Hat, la cual se encuentra definida por ecuaciones 14 y 15.

$$\psi(x_j) = (x_j^T x_j - n_\alpha) e^{-\frac{x_j^T x_j}{2}}, \quad j = 1, \dots, L \quad (14)$$

$$x_j = d_{wji}(\varrho_i - t_{ji}), \quad i = 1, \dots, n_\alpha; \quad j = 1, \dots, L$$

$$d_{wji} = 2^r$$

$$t_{ji} = \frac{2t_{ri} - \text{sing}(t_{ri})}{d_{wji}} \quad (15)$$

$$t_{ri} = |2^{r-1} \varrho_i| \text{sing}(\varrho_i)$$

$$\text{sing}(\cdot) \begin{cases} 1 & \text{si } (\cdot) > 0 \\ 0 & \text{si } (\cdot) = 0 \\ -1 & \text{si } (\cdot) < 0 \end{cases}$$

Los parámetros de escalamiento y traslación de la Wavelet madre están representados por  $d_{wji}$  y  $t_{ji}$  respectivamente en ecuación 15;  $r$  son los niveles de resolución deseado en la función no lineal. Los pesos sinápticos son actualizados mediante un algoritmo de aprendizaje, esto ocasiona que los parámetros de escalamiento y traslación sean constantes en aprendizaje e independientes de  $k$ . La capa oculta 2 contiene la función de activación sigmoide logística con A unidades. Debido a que solo existe una neurona con función de activación lineal en la capa de salida, el conjunto de ecuaciones 16 se aplican para la capa oculta.

$$y_j = \psi(x_j)$$

$$v_i(k) = \sum_{j=0}^L w_{ij}(k) y_j$$

$$y_i(k) = \varphi(v_i(k)) = \frac{1}{1 + e^{-av_i(k)}} \quad (16)$$

$$v(k) = \sum_{i=0}^A w_i(k) y_i(k)$$

$$\hat{y}(k) = \varphi(v(k)) = v(k)$$



## Entrenamiento con el Filtro Extendido de Kalman

La red neuronal Wavelet puede ser representada y aproximada por ecuaciones 17 y 18.

$$w(k+1) = w(k) + K(k) [y(k) - \hat{y}(k)] \quad (17)$$

$$\hat{y}(k) = h(w(k), \varrho(k)) \quad (18)$$

La actualización de los pesos sinápticos con cada iteración, de la red neuronal Wavelet está comprendida por el conjunto de ecuaciones 19.

$$K(k) = P(k)H^T(k)[R + H(k)P(k)H^T(k)]^{-1} \quad (19)$$

$$w(k+1) = w(k) + K(k)[y(k) - \hat{y}(k)]$$

$$P(k+1) = P(k) - K(k)H(k)P(k) + Q$$

## Entrenamiento de Filtro de Kalman para Red Neuronal Wavelet

La obtención de la matriz  $H(k)$ , se denota en dos partes  $H_1(k)$  denota a la salida de la red neuronal con respecto a los pesos de la capa oculta 2 y  $H_2(k)$  la derivada de la salida de la red neuronal con respecto a los pesos de la salida de la misma capa. Entonces los valores de  $H_1(k)$  y  $H_2(k)$  se calculan mediante ecuaciones 20 y 21, recordando que solamente se cuenta con una salida.

$$H_1(k) = \frac{\partial \hat{y}(k)}{\partial w_{ij}(k)} = \frac{\partial \hat{y}(k)}{\partial v(k)} \frac{\partial v(k)}{\partial y_1(k)} \frac{\partial y_1(k)}{\partial v_1(k)} \frac{\partial v_1(k)}{\partial w_{ij}(k)} \quad (20)$$

$$H_2(k) = \frac{\partial \hat{y}(k)}{\partial w_1(k)} = \frac{\partial \hat{y}(k)}{\partial v(k)} \frac{\partial v(k)}{\partial w_1(k)} \quad (21)$$

Una vez obtenidos los resultados de las derivadas parciales, se procede a sustituir en ecuaciones 20 y 21, obteniendo así la matriz  $H(k)$ , ecuaciones 22 y 23.

$$H_1(k) = \frac{w_1(k) \cdot \alpha s^{(-\alpha v_1(k))} \cdot y_1}{(1 + s^{(-\alpha v_1(k))})^2} \quad (22)$$

$$H_2(k) = y_1(k) \quad (23)$$

## Algoritmo de Retropropagación Levenberg-Marquardt

El algoritmo Levenberg-Marquardt, se puede derivar en 4 partes, el algoritmo de descenso, método de Newton, el algoritmo de Gauss-Newton y el algoritmo Levenber-Marquardt [Hao, 1992]. En la tabla 2 se muestra el resumen de los 3 primeros métodos, en donde se expresa solamente la función de actualización de los pesos sinápticos.

Tabla 2 Derivación del algoritmo Levenberg-Marquardt.

Método	Regla de actualización de los pesos
Algoritmo de descenso	$w_{k+1} = w_k - \alpha g_k$
Método de Newton	$w_{k+1} = w_k - H_k^{-1} g_k$
Algoritmo de Gauss-Newton	$w_{k+1} = w_k - (J_k^T J_k)^{-1} J_k e_k$

Partiendo de la tabla anterior en el algoritmo Levenberg-Marquardt, se debe asegurar que la matriz  $J^T J$  es invertible, es por eso que se introduce la siguiente aproximación dada por ecuación 24.

$$H = J^T J + \mu I \quad (24)$$

Donde  $\mu$  el coeficiente de combinación, es la matriz identidad.

Es notorio ver que de la ecuación 40 los elementos de la matriz general serán mayores que cero, comprobando que la matriz es invertible. Combinando la ecuación de actualización de pesos del algoritmo de Gauss-Newton con ecuación 24, se obtiene la actualización de los pesos del algoritmo Levenberg-Marquardt [Hao, 2011], ecuación 25.

$$w_{k+1} = w_k - (J_k^T J_k + \mu I)^{-1} J_k e_k \quad (25)$$

### Análisis de Variables en Sistemas Fotovoltaicos

Con el objetivo de conocer cuales datos deben de alimentar el modelo, se realizó un análisis de las series de tiempo obtenidas de las mediciones de la estación meteorológica para estimar la correlación que existe entre la potencia producida y las variables independientes de radiación, velocidad de viento, dirección del viento, humedad relativa y temperatura ambiente, de donde se obtienen los resultados de las principales variables mostrados en la tabla 3.

Tabla 3 Coeficientes de correlación de variables a emplear.

Variable	Coeficiente de Correlación
Irradiación	0.9311
Temperatura	0.6926
Velocidad del viento	0.2852
Humedad	-0.6516

### 3. Resultados

Se comparan dos estructuras de redes neuronales el perceptrón multicapa y una red neuronal Wavelet utilizando los algoritmos de aprendizaje Levenberg-Marquardt y el filtro de Kalman respectivamente. Las entradas a la red neuronal perceptrón fueron irradiación ( $W/m^2$ ), humedad relativa (%), temperatura ( $^{\circ}C$ ) y velocidad del viento (m/s), esto para predecir la potencia producida por el sistema. Para la red neuronal Wavelet se utilizó la irradiación ( $W/m^2$ ), para predecir la potencia producida por el sistema.

#### Predicción Mediante Perceptrón Multicapa

La predicción por medio de esta red neuronal se realizó utilizando 4 variables de fueron irradiación ( $W/m^2$ ), humedad relativa (%), temperatura ( $^{\circ}C$ ) y velocidad del viento (m/s), la salida de la red neuronal fue la potencia producida durante 7 días por el sistema fotovoltaico como se ve en la figura 5. Para esta simulación se tuvieron 2016 datos por cada variable, se diseñó un perceptrón multicapa con 200 neuronas en su capa oculta y 1 neurona en su capa de salida, utilizando la función de activación tangente sigmoideal.

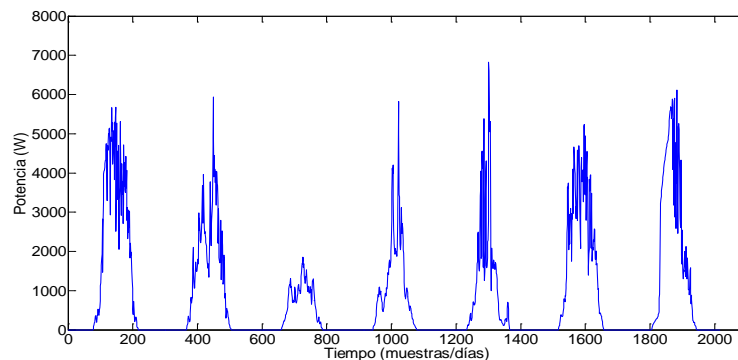


Figura 5 Generación de potencia de 7 días, del sistema fotovoltaico.

En la predicción del perceptrón multicapa, los pesos iniciales se seleccionaron aleatoriamente, ya que estos se adaptarán al error de aproximación de su condición inicial. Se utilizó el algoritmo Levenberg-Marquardt para el entrenamiento. La figura 6 muestra la predicción de la potencia generada durante 1500 épocas.

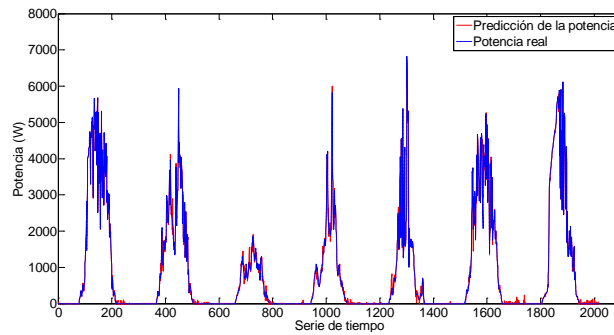


Figura 6 Predicción de la potencia con 1500 épocas.

### Predicción con Red Wavelet

Para esta red se utilizaron 200 épocas, con 6 neuronas en la primera capa oculta, 14 neuronas en la segunda capa oculta, las matrices covarianza  $P_0=100$ ,  $Q_0$  y  $R_0=250$ , se utilizó como entrada a la red la variable de irradiación ( $W/m^2$ ). La figura 7 muestra la predicción de la red Wavelet entrenada por el filtro extendido de Kalman, donde se puede apreciar un excelente desempeño a pesar de ser entrenada con menos información que en el caso del perceptrón.

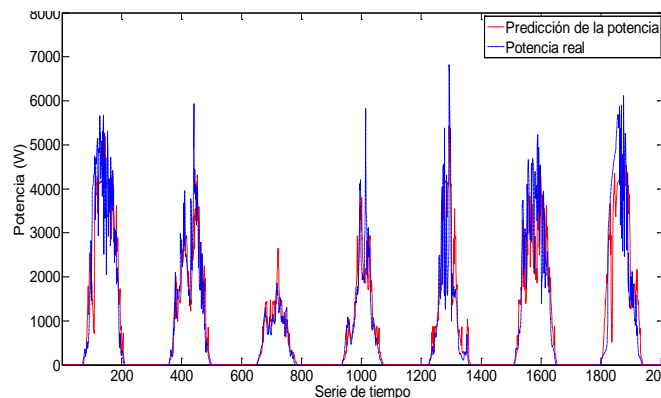


Figura 7 Predicción de potencia red Wavelet.

## 4. Discusión

En la tabla 4 se muestran los resultados de las pruebas de la red neuronal perceptrón multicapa, considerando diferentes entradas para evaluar el desempeño contra la carga computacional y comparar con el error obtenido por la red wavelet solamente con la entrada de irradiación que tuvo un error cuadrático medio de  $2.62 \times 10^{-3}$ . Es evidente que a mayor cantidad de información el desempeño mejora con el costo de un mayor tiempo de cómputo.

Tabla 4 Errores en la predicción del perceptrón multicapa y red neuronal wavelet.

Entradas	Error cuadrático
RNA1(R)	$4.09 \times 10^{-3}$
RNA2(R,T)	$3.82 \times 10^{-3}$
RNA3(R,T,H)	$3.83 \times 10^{-3}$
RNA4(R,T,H,V)	$3.21 \times 10^{-3}$
Red neuronal wavelet(R)	$2.62 \times 10^{-3}$

## 5. Conclusiones

En este trabajo se diseñaron e implementaron dos algoritmos de redes neuronales, para poder predecir la producción energética de un arreglo fotovoltaico. La red neuronal wavelet presentó mayor velocidad de convergencia y se pudo notar que el perceptrón tiene ciertos problemas con cambios bruscos en la señal. La red Wavelet se entrenó solo con la variable de irradiación siendo considerable el resultado obtenido ya que el perceptrón requiere 4 variables para realizar una predicción aceptable. La principal aportación de este trabajo es la propuesta de una estructura neuronal con funciones wavelets capaz de lograr una predicción de potencia de un sistema solar fotovoltaico, utilizando únicamente la irradiación incidente sobre el lugar como dato de entrenamiento.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Almonacid, F., Fernandez, E., Mallick T., & Perez, P., High concentrator photovoltaic module simulation by neural networks using spectrally corrected direct normal irradiance and cell temperature. Energy. 84, pp. 336-343, 2015.
- [2] Holtschneider T. & Erlich I., Optimization of Electricity Pricing Considering Neural Network based Model of Consumers Demand Response. IEEE (CIASG). 154-160, 2013.
- [3] Haykin S., Neural networks and learning machines. Pearson. Canada, 1999.
- [4] Haykin S., Kalman filtering and neural networks. John Wiley & sons, USA, 2001.
- [5] Fernández E., Almonacid, F., Sarmah, N., Rodrigo, P., Mallick, T., & Pérez, P., A model based on artificial neural network for the prediction of the

- maximum power of a low concentration photovoltaic module for building integration. *Solar Energy*.100, pp. 148-158, 2014.
- [6] Hao, Y. & Wilamowski, B. (2011). *Levenberg-Marquardt Training Industrial Electronics Handbook Intelligent Systems*. (2a ed.). CRC Press, 2011.
- [7] Haykin S., *Neural networks a comprehensive foundation*. (2a ed.), 2005.
- [8] IMF, *Tensions from the two-speed recovery unemployment, commodities, and capital flows*. Washington D.C. USA, 2011.
- [9] Lopez J., Ramos, J., Zulueta, E., Fernandez, U., & Oterino, F. *Systematic modeling of photovoltaic modules based on artificial neural networks*". *Hydrogen energy*. 41, pp. 1267-12687, 2016.
- [10] Martin O., Lopez M. & Martin F., *Redes neuronales artificiales para la predicción de la calidad en soldadura por resistencia por puntos*. *Revista de Metalurgia*. 45, pp. 345-353, 2006.
- [11] Ponce, P., *Inteligencia artificial con aplicaciones a la ingeniería*. Alfaomega, México, 2012.
- [12] Rosenblatt, F., *Principles of Neurodynamics: Perceptrons and the Theory of Brain Mechanisms*. Spartan Books, Washington DC, 1961.
- [13] Rubio, E., Ordoñez, L., Ricalde, L., De La Cruz, E., & Peón, R., *Diseño de una micro red eléctrica inteligente con sistema fotovoltaico y celda de combustible*. *Pistas educativas*. 120, pp. 516-532, 2016.
- [14] Rumelhart, D., Geoffrey, E., & Williams, R., *Learning Internal Representations by Error Propagation*. 1986. David E. Rumelhart, James L. McClelland and the PDP research, 1986.
- [15] Zhang, Q., *Wavelet Network: The Radial Structure and an Efficient Initialization Procedure*. Technical Report of Linköping University. LiTH-ISY-I-1423, 1992.
- [16] Yadav, A. & Chandel, S., *Identification of relevant input variables for prediction of 1-minute time- step photovoltaic module power using artificial neural networks and multiple linear regression models*. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. In press, 2017.

# SISTEMA AUTOMÁTICO DE INSPECCIÓN DE COMPONENTES MEDIANTE VISIÓN POR COMPUTADORA

***Iván César Palacios Aguayo***

Universidad Panamericana

*i-palacios1@sensata.com*

***Ramiro Velázquez Guerrero***

Universidad Panamericana

*rvelazquez@up.edu.mx*

## **Resumen**

En este artículo se presenta el diseño, implementación y evaluación de un sistema de inspección de interruptores eléctricos basado en técnicas de visión por computadora. El sistema comprende dos elementos principales: una plataforma giratoria y un módulo de adquisición de imágenes digitales. El movimiento rotativo de alta precisión de la plataforma permite que dos cámaras RGB obtengan imágenes de las distintas caras de la pieza. Algoritmos morfológicos y de segmentación se aplican a las imágenes para buscar en tiempo real un sinnúmero de defectos en los interruptores. La evaluación del prototipo muestra una tasa de detección de defectos del 100% en las piezas analizadas lo que demuestra su eficiencia y pertinencia para mejorar las inspecciones visuales dentro de los procesos de manufactura de una empresa del ramo de sensores electrónicos.

**Palabras Claves:** Detección de defectos, inspección automática, interruptores eléctricos, procesamiento digital de imágenes, visión por computadora.

## **Abstract**

*This paper presents the design, development, and experimental evaluation of an automatic inspection system for circuit breakers based on computer vision. The system basically consists of a turntable where circuit breakers are placed. Its*

*rotating motion allows two high-resolution RGB cameras to obtain images of the different sides of the pieces. Morphological and segmentation algorithms are then applied to the images to detect in real-time flaws in the circuit breakers. An experimental evaluation of the prototype system shows a 100% detection rate which demonstrates its efficiency and pertinence to improve the visual inspections procedures inside the manufacturing processes of a company devoted to electronic sensors.*

**Keywords:** *Automatic inspection, circuit breakers, computer vision, digital image processing, fault detection.*

## **1. Introducción**

Los sistemas de visión por computadora han sido ampliamente utilizados en diferentes sectores como la industria [Batchelor, 2002], la biología y microscopía [Uchida, 2013], medicina [Jan, 2005], sistemas de reconocimiento de personas [Huang, 2017], control de tráfico [Choudekar, 2011], sistemas de inspección y transporte [Saldaña, 2013], incluso existen aplicaciones en el deporte [Dubois, 2012], parques temáticos [Mine, 2012], vehículos autónomos o robots [Martinez, 2008] y ayuda a personas con alguna discapacidad física [Pissaloux, 2010].

Las actividades industriales en las que se utilizan principalmente dichos sistemas son en el control de calidad, en la rastreabilidad de productos durante el proceso y en la medición de alta precisión [Torras, 2002].

Dentro del control de calidad, es innegable que cualquier proceso de manufactura presenta la posibilidad de generar defectos en sus productos por lo cual se establecen generalmente una o varias inspecciones a lo largo del proceso.

La inspección visual da certidumbre tanto al fabricante como al consumidor de que alguien verificó el producto antes de que éste fuera empacado y embarcado. Incluso algunos fabricantes incluyen en sus productos un sello o leyenda con el nombre o clave de la persona que inspeccionó el producto.

Pese a la popularidad de la inspección visual, es incorrecto asumir que ésta garantiza la detección de todos los defectos de un producto: las inspecciones son realizadas por personas donde cada una tiene habilidades y conocimientos



diferentes, por lo que un defecto determinado puede ser aceptable para una persona, pero para otra no. Estas diferencias en los criterios de inspección hacen que las personas tomen juicios y decisiones diferentes respecto al producto inspeccionado.

Una manera muy común de compensar y tratar de que todos los inspectores tomen la misma decisión respecto a un producto es mediante la capacitación y las ayudas visuales. En éstas, se les entrena esencialmente a comparar lo que ven contra un producto de referencia considerando a la vez límites de aceptación (por ejemplo, el número máximo de rayones permitidos, el número máximo de burbujas visibles en una resina, etc).

La capacitación sigue sin garantizar una inspección infalible:

- los inspectores son susceptibles de cambiar, incluso inconscientemente, los criterios de inspección haciéndolos más suaves o más estrictos. Por lo general cuando existe presión por terminar con prontitud, se presenta un ablandamiento de criterios (por ejemplo, producir más piezas, la cercanía del cierre de turno, la cercanía del horario de comedor, etc.) Por el contrario, cuando la presión se da hacia la calidad, los criterios tienden a endurecerse (por ejemplo, cuando existe alguna llamada de atención al inspector).
- Los criterios de inspección sufren actualizaciones continuas ya que se tienden a agregar características nuevas y por ende puntos de inspección nuevos. En la inspección cotidiana, el inspector debe buscar, encontrar y emitir un juicio de varias características simultáneamente bajo la limitante del tiempo, lo que incrementa la posibilidad de que una pieza defectuosa escape al proceso.
- La fatiga y ceguera de taller. Después de varias horas de estar inspeccionando el mismo producto, el cerebro humano deja de notar diferencias y entra en un ciclo donde solo ve los cambios más significativos, por ejemplo, los cambios de pieza.
- El número de productos diferentes a inspeccionar. Cuando en una línea de producción se tiene una cantidad reducida de productos diferentes, a un

inspector entrenado no le será difícil recordar las diferencias a las que hay que poner atención entre los diferentes productos. Sin embargo, cuando se tienen decenas de productos entre los cuales existen pequeñas diferencias entre cada uno, se vuelve todo un reto para los inspectores el poder diferenciar las piezas defectuosas de las aceptables.

La inspección visual y sus limitantes generan un problema de costos para la empresa. En un momento dado se podría estar re-trabajando el producto con el riesgo de dejar escapar una característica inaceptable.

Este trabajo aborda el diseño y desarrollo de un sistema de visión por computadora para la industria de sensores electrónicos que garantiza una alta eficiencia en la inspección de partes y que minimiza los problemas de inspección visual humana antes mencionados. El resto del artículo está organizado de la siguiente manera: la Sección 2 (Métodos) presenta el diseño, principio de operación y el prototipo desarrollado. La Sección 3 (Resultados) evalúa el desempeño del sistema en línea de producción. La Sección 4 (Discusión) argumenta los resultados obtenidos. Finalmente, la Sección 5 (Conclusiones) resume los conceptos principales y las líneas de trabajo futuro.

## **2. Métodos**

En esta investigación se interviene un área de manufactura de una empresa dedicada al ramo de los sensores electrónicos donde se encuentra la problemática de una gran cantidad de defectos en interruptores eléctricos.

Los interruptores de corriente Airpax [Airpax, 2017] son en su mayoría del mismo color (negro), con dimensiones iguales o muy similares entre sí. El principal diferenciador es la corriente nominal a la que operan (diferencia que se hace notar en la etiqueta del producto). Otras diferencias importantes son el tipo y color de la palanca, tipo de terminales, número de polos y si cuentan o no con un interruptor auxiliar, figura 1.

Este producto cuenta con varias inspecciones visuales en diferentes puntos del proceso. Sin embargo, la más importante es la última, en ésta se verifican todas

las características externas así como la etiqueta del producto contra la orden de producción. Es todo un reto lograr una inspección detallada al 100% de cada punto en el 100% de las piezas.



Figura 1 Diferentes interruptores de corriente Airpax®.

Dentro de algunos de los puntos a verificar en estos interruptores se incluyen fracturas en las carcasas, plásticos envolventes, fracturas en las palancas, color de la palanca, golpes en terminales, terminales correctas (existen diferentes tipos según la corriente), tornillería (ya sea que la lleve o no según el requerimiento), si lleva tornillería que esté completa (es decir que no le falte o sobren tuercas y/o rondanas y/o tornillos), que tenga presente los insertos, la orientación del interruptor auxiliar, etc.

Dada la complejidad del producto, en la práctica la inspección se realiza usando un método de comparación. En este método los inspectores reúnen un grupo de interruptores, los colocan en línea y comienzan a buscar diferencias entre los mismos, los giran por cada una de las caras hasta revisarlas todas, se revisan las etiquetas y con más detalle el número de parte.

La empresa reporta una situación compleja: los principales reclamos de clientes internos y externos en los últimos 3 años han sido por ensambles incorrectos y faltantes de componentes; estos recaen en las pequeñas diferencias que tienen los productos entre sí o en el olvido de colocar algún componente.

Tomando en cuenta que los defectos se pueden presentar en cinco de las seis caras del interruptor, se partió del concepto mostrado en la figura 2 para diseñar un sistema automático de inspección. En este concepto, el interruptor se coloca sobre una plataforma rotativa (nido) que muestra las cuatro caras laterales a una

cámara de video. De igual forma, la cara superior puede ser analizada con una segunda cámara de video. Las características de la cara inferior no son relevantes para la inspección pues no presenta ningún componente.

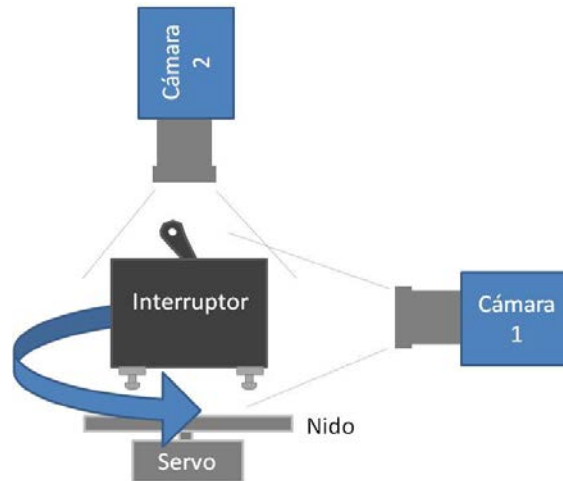


Figura 2 Diseño conceptual de sistema de inspección.

Con el fin de validar este concepto, se implementó un primer prototipo utilizando un motor DC y una cámara de resolución 640 x 480 figura 3a. De este primer prototipo se concluyó:

- La necesidad de utilizar un servomotor. Los giros del nido deben ser precisos pues las imágenes deben ser tomadas en el ángulo exacto para que se muestre la cara adecuadamente a la cámara.
- La distancia entre la cámara y el interruptor debe ser calibrada para obtener imágenes de calidad bien enfocadas.
- La necesidad de tener una iluminación constante.

Un segundo prototipo fue implementado tomando en cuenta los puntos anteriores figura 3b. Todos los componentes están montados en una caseta de inspección de 70 cm de largo x 50 cm de ancho x 50 cm de alto.

Esta caseta es de color blanco para resaltar las características importantes de los interruptores a inspeccionar en las imágenes. La estructura comprende soportes para fijar las cámaras y la fuente de iluminación. Como fuente de iluminación se

utilizó una barra de leds que enciende al momento de adquirir las imágenes. La resolución de las cámaras se mejoró a 1200 x 900 píxeles y la distancia al objetivo fue calibrada experimentalmente. Una computadora fue colocada en la parte inferior de la caseta para recibir, almacenar y procesar las imágenes digitales. De igual forma se optó por utilizar una pantalla tipo “touch monitor” para facilitar la interfaz con el operador.

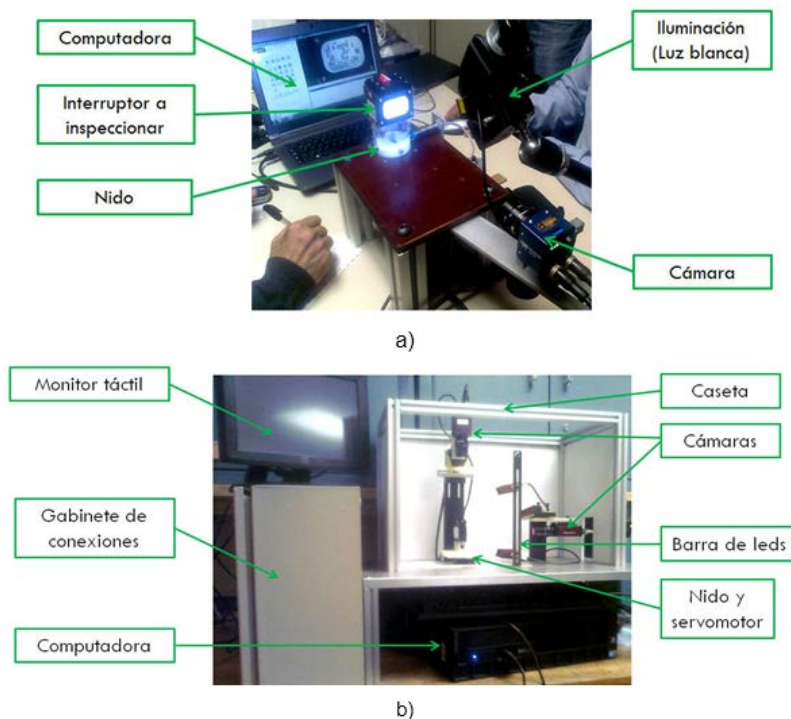


Figura 3 Primer prototipo (validación del concepto) y segundo prototipo mejorado.

El software utilizado para el control del segundo prototipo fue LabView 2012 (*Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*) [LabView, 2012]. En esta plataforma se diseñaron tanto la interfaz de usuario como el programa que controla el movimiento del nido, la captura de imágenes por las cámaras y el procesamiento de las imágenes.

En particular, el procesamiento de imágenes involucra la detección de 11 puntos clave en los interruptores:

1. Remaches cara frontal
2. Remaches cara posterior

3. Arcos disipadores
4. Tipo de terminal (tornillería)
5. Tipo de terminal
6. Etiqueta UR o UL
7. Numero de parte
8. Etiqueta SIDE
9. Etiqueta VFE
10. Insertos para montaje
11. Etiqueta "Made in Mexico"

A continuación, se ejemplifican los puntos 1, 3 y 7:

- *Remaches cara frontal:* Una vez obtenida la imagen original figura 4a, se aplica el operador morfológico de dilatación para eliminar el texto de la etiqueta figura 4b. Posteriormente se mejora el contraste de la imagen para resaltar los remaches figura 4c y se procede a la binarización de la imagen (operación propia de la segmentación) figura 4d. Finalmente se utiliza la función *shape detection* de LabView para identificar formas figura 4(e). Esta función regresa los valores de los diámetros y las posiciones de las formas detectadas las cuales se comparan con los valores esperados para finalmente determinar si la pieza es aceptada o rechazada. El proceso para los remaches de la cara posterior es idéntico.

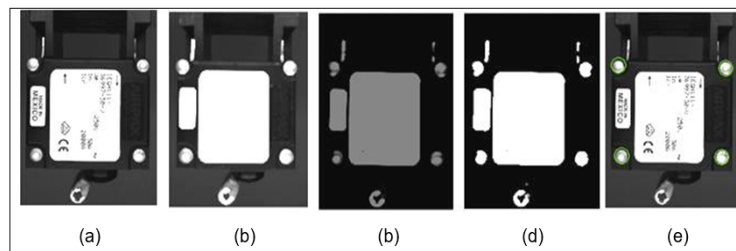


Figura 4 Proceso de detección de remaches en la cara frontal de los interruptores.

- *Arcos disipadores:* Esta inspección inicia con un mejoramiento del contraste de la imagen figura 5b, posteriormente se aplica el operador morfológico de dilatación para eliminar el ruido en la imagen figura 5c y finalmente se

convierte la imagen a binaria figura 5d. Se prosigue aplicando la función para detección de formas (*shape detection*) figura 5e, la cual se configura para buscar elipses que representan cada uno de los arcos. Se seleccionó esta opción debido a que las sombras sobre los arcos los asemejan a elipses. Con esta función se pueden obtener las coordenadas de las elipses las cuales se evalúan y cuantifican para determinar si se cumple con el valor esperado de polos y arcos disipadores requeridos figura 5f.

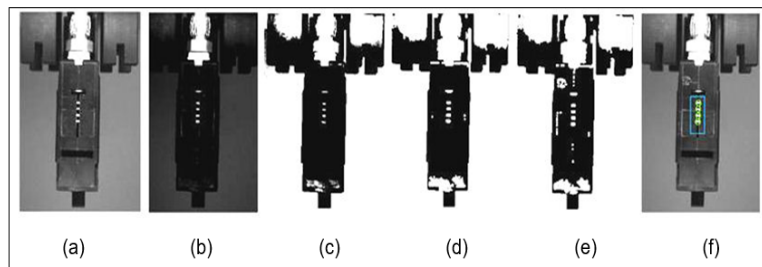


Figura 5 Proceso de detección de arcos disipadores en los interruptores.

- *Número de parte*: El primer paso en la identificación del número de parte es convertir la imagen a alto contraste con una ecualización de histograma de tal manera que se logren caracteres negros sobre fondo blanco sin ruido y/o tonos de grises figura 6b. Posteriormente la imagen se gira 90° de tal forma que el texto quede en la orientación habitual de lectura figura 6c. Los límites de la etiqueta se identifican como bordes y se define un área de interés (ROI) para determinar la ubicación de los caracteres que definen el número de parte figura 6d.

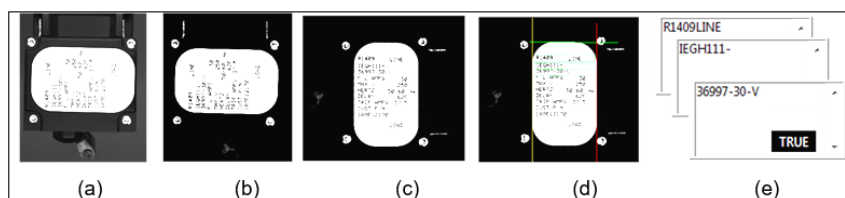


Figura 6 Proceso de detección de número de parte en los interruptores.

El último paso consiste en identificar los caracteres usando la función *OCR Read Text* de LabView. Las cadenas de texto encontradas se concatenan y se comparan contra el número de parte deseado figura 6(e).

### 3. Resultados

En esta sección se presenta el desempeño del sistema. Se muestran los resultados iniciando por las validaciones del equipo fuera de línea de producción usando piezas con defectos conocidos y posteriormente resultados preliminares de desempeño una vez puesto éste en línea de producción.

Para la validación del sistema fuera de línea se estudiaron 3 parámetros:

- *Repetitividad y reproducibilidad por atributos:* Para determinar la repetitividad y reproducibilidad del equipo se seleccionaron 100 piezas de las cuales se identificaron 88 muestras aceptables en todas sus características y 12 muestras defectuosas en alguna característica a inspeccionar.

El análisis consistió de 3 corridas en orden aleatorio. El software *Minitab* [Minitab, 2017] fue utilizado para el análisis estadístico. El análisis de las corridas permite apreciar las características calificadas como aceptables, figura 7a y las no aceptables, figura 7b por estar debajo del 95%.

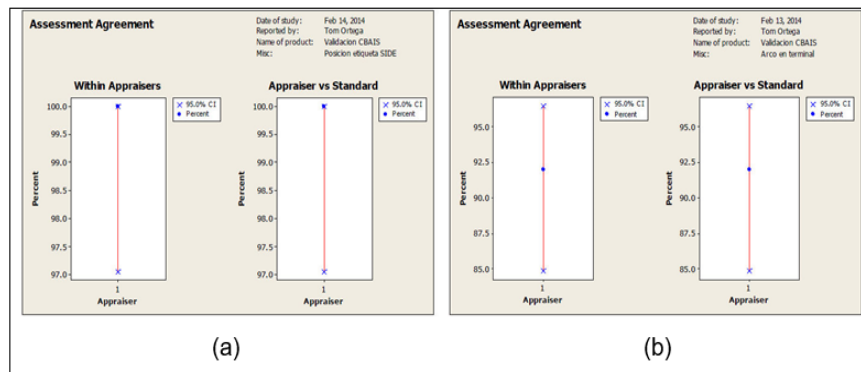


Figura 7 Resultados del análisis estadístico de 100 muestras inspeccionadas con sistema.

Un segundo estudio de validación se ejecutó con *Minitab* para evaluar el resultado de la inspección en su conjunto. Para ello se integraron 2 corridas de 16 muestras de 50 piezas, cada una con 6 piezas defectuosas. El análisis estadístico de los resultados indica tres características por debajo del mínimo aceptable figura 8, se observan tres características no aceptables (<95%).



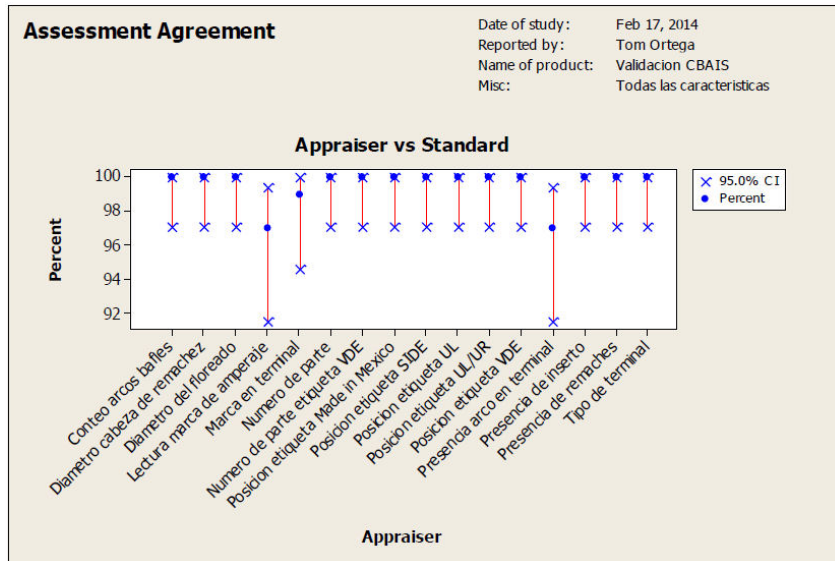


Figura 8 Resultados análisis estadístico de 2600 muestras inspeccionadas con sistema.

- *Repetitividad y reproducibilidad de inspección por el operador:* para obtener una idea del impacto real del sistema en comparación con la inspección tradicional se realizó un estudio similar con 13 inspectores en los 3 turnos de producción. En éste se usaron 50 piezas dentro de las cuales 12 presentaban defectos.

Cada operador inspeccionó el lote en 3 ocasiones, en orden aleatorio y en diferente día, los resultados indican un desempeño muy por debajo comparado con el equipo automático (figura 9).

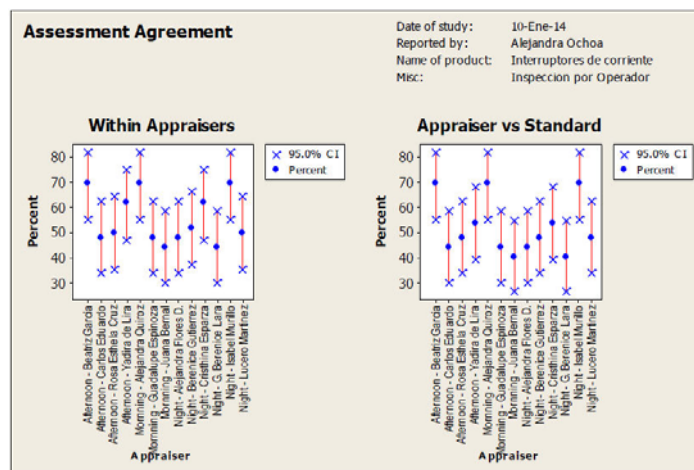


Figura 9 Análisis estadístico de 50 muestras inspeccionadas 3 veces por 13 inspectores.

- *Tiempo ciclo promedio del equipo:* Para determinar la velocidad del equipo se tomaron 5 lecturas del tiempo de inspección de cada muestra. El resultado arroja un tiempo aceptable: 14.6 segundos de promedio con un mínimo de 12.0 y máximo de 16.4, mientras el tiempo ciclo de la línea de manufactura es de 35 segundos por pieza, el tiempo de procesamiento quedó inmerso en el tiempo de rotación de la pieza frente a las cámaras; el resultado final figura 10 puede considerarse como aceptable.

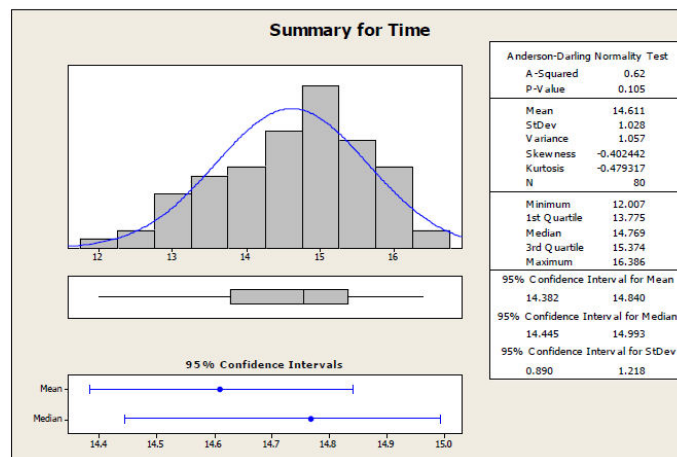


Figura 10 Tiempo promedio de inspección con el sistema propuesto.

- *Primeros resultados del equipo en línea de producción:* Durante los primeros 2 meses del equipo funcionando en línea de producción se logró detectar con éxito defectos en las características inspeccionadas automáticamente, logrando contabilizar 7,564 piezas inspeccionadas, de las cuales se rechazaron 279 piezas. De estas últimas se determinó que 203 (el 73%) fueron falsos rechazos, es decir que las piezas presentaban algún defecto cosmético razonablemente aceptable pero que efectivamente difiere de la muestra ideal.

## 4. Discusión

Los resultados obtenidos con *Minitab* muestran que existe una diferencia estadísticamente significativa entre la detección de piezas aceptables y las no aceptables por el prototipo desarrollado. Esto es, se tiene gran probabilidad de

que cuando una pieza sea etiquetada como inaceptable es porque sus características realmente difieren de las de la muestra ideal (figura 7).

Estos resultados pueden organizarse por categorías y condensarse en un solo gráfico donde se aprecie el diagnóstico de cada una de las características inspeccionadas. Este reporte es sin duda de gran valía para detectar las características estadísticamente diferentes y que representan los puntos de atención y mejora (figura 8). Las diferencias de desempeño entre el equipo propuesto y la inspección visual son evidentes y estadísticamente significativas (figura 9). La inspección visual humana depende de la apreciación personal.

El tiempo de inspección es constante. Esto es, la inspección de una o varias características en un lote de piezas será el mismo (figura 10).

## **5. Conclusiones**

Este artículo ha presentado el diseño, desarrollo y puesta en marcha de un sistema de inspección mediante visión por computadora destinado a utilizarse en la manufactura de interruptores de corriente.

Durante este desarrollo se construyó un prototipo contando con una plataforma giratoria, 2 cámaras digitales, una lámpara de Leds rojos y un control desarrollado en el software LabView.

Este prototipo tiene la característica de adaptabilidad, ya que pueden agregarse inspecciones adicionales y /o configurarse para otras partes.

La parte medular del proyecto fue el desarrollo del software, donde el equipo se enfrentó a variables numerosas que ponían a prueba las rutinas de inspección, y donde éstas tuvieron que ser mejoradas para mantener la efectividad al máximo.

Los resultados fueron muy satisfactorios debido a la alta capacidad del sistema de inspección para segregar defectos, sin embargo, sólo para aquellas características contempladas. El sistema de inspección tiene un gran potencial, aunque requiere de una inversión de tiempo para desarrollar las secuencias de inspección faltantes para dar máxima funcionalidad en el área de interruptores de corriente.

Las áreas de oportunidad y mejora de este proyecto se pueden resumir en 3 aspectos:

- *Mejora del sistema de iluminación.* Debido a la gran cantidad de características es importante considerar el agregar lámparas al sistema de iluminación, debido a que durante el desarrollo algunas zonas mostraban sombras o no se lograba un alto contraste de la característica a evaluar.
- *Desarrollar una herramienta de software para la calibración del sistema.* Un código que asegure que el foco y la posición de las cámaras puedan ser instalados en diferentes máquinas para usar las mismas rutinas de inspección. En este mismo apartado se puede añadir una secuencia de verificación al inicio, para evitar baja eficiencia de la inspección automática.
- *Un Consultor.* Involucrar al menos a un especialista como consultor, de manera que el estilo de programación sea de fácil comprensión a quienes darán mantenimiento, además de no usar algoritmos en forma repetitiva que consuman los recursos del sistema. Dentro de este aspecto, se requiere también mejorar las habilidades del equipo de trabajo en la comprensión y uso de los filtros digitales.

Se contempla dentro de las prioridades del presente año el expandir el uso de sistemas de visión automáticos en la empresa donde se implementó el desarrollo, tanto para producto terminado, como para producto en proceso y para la medición de características en forma digital. El desarrollo expuesto en este artículo será la base para los nuevos sistemas a desarrollar e implementar.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] AIRPAX Circuit Breakers, Información actualizada disponible en: <http://airpax.sensata.com/> (último acceso junio 2017).
- [2] Batchelor, B. G & Whelan, P. F. Intelligent Vision Systems for Industry, Springer, 2002.
- [3] Dubois, R., Thiel, D. & James, D. Using Image Processing for Biomechanics Measures in Swimming, Procedia Engineering, 34, pp. 807-812, 2012.
- [4] Huang, W. & Yin, H. Robust Face Recognition with Structural Binary Gradient Patterns, Pattern Recognition, 68, pp. 126-140, 2017.

- [5] Choudekar, P., Banerjee, S., & Muju, M. Implementation of Image Processing in Real Time Traffic Light Control, Proc. of 3rd International Conference on Electronics Computer Technology, pp. 94-98, 2011.
- [6] Jan, J. Medical Image Processing, Reconstruction and Restoration: Concepts and Methods, CRC Press, 2005.
- [7] LabVIEW 2012- National Instruments, Información actualizada disponible en: <http://www.ni.com/es-mx/shop/labview.html> (último acceso junio 2017).
- [8] Martínez, J.S., Morán, G., Romero, B., Camacho, A., Gutheim, D., Varona J. & Velázquez, R., Multifunction All-Terrain Mobile Robot IVWAN: Design and First Prototype, 2nd Israeli Conference on Robotics, 2008.
- [9] Mine, M. R, van Baar, J., Grundhofer, A., Rose, D. & Yang, B. Projection-Based Augmented Reality in Disney Theme Parks, *Computer*, 45(7), pp. 32-40, 2012.
- [10] Minitab Statistical Software, Información actualizada disponible en: <https://www.minitab.com> (último acceso junio 2017).
- [11] Pissaloux, E., Chen, Y., Velázquez, R. Image Matching Optimization via Vision and Inertial Data Fusion: Application to Navigation of the Visually Impaired, *International Journal of Image and Graphics*, 10(4), pp. 545-555, 2010.
- [12] Saldaña, E., Siche R., Lujan, M. & Quevedo, R. Review: Computer Vision Applied to the Inspection and Quality Control of Fruits and Vegetables, *Brazilian Journal of Food Technology*, 16(4), pp 254-272, 2013.
- [13] Torras, C. *Computer Vision: Theory and Industrial Applications*, Springer, 2002.
- [14] Uchida, S. Image Processing and Recognition for Biological Images, *Development, Growth & Differentiation*, 55(4), 523–549, 2013.

# **CONTROL DIFUSO PARA UN CONVERTIDOR CD-CD APLICADO A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS EN LOS MODOS MPPT Y CV**

***Julio Cesar Peña Aguirre***

Tecnológico Nacional de México en Celaya  
*m1603023@itcelaya.edu.mx*

***Agustín Ramírez Agundis***

Tecnológico Nacional de México en Celaya  
*agustín.ramirez@itcelaya.edu.mx*

***Elías J. J. Rodríguez Segura***

Tecnológico Nacional de México en Celaya  
*elias.rodriguez@itcelaya.edu.mx*

***Juan José Martínez Nolasco***

Tecnológico Nacional de México en Celaya  
*juan.martinez@itcelaya.edu.mx*

## **Resumen**

En este artículo se describe el desarrollo de un sistema basado en lógica difusa para el control de un convertidor CD-CD aplicado para regular el voltaje de salida en un arreglo de paneles fotovoltaicos. Se consideran los dos modos de operación del convertidor, es decir, el seguidor del punto máximo de potencia (MPPT, por sus siglas en inglés) y el denominado Control de Voltaje (CV). El sistema se desarrolla en el ambiente de LabVIEW y se ejecuta sobre la tarjeta MyRIO, ambas tecnologías de National Instruments. El sistema modifica el PWM aplicado al convertidor para regular su voltaje de salida y lograr la extracción de la potencia máxima de los paneles solares, cuando ésta es requerida.

**Palabras claves:** Control difuso, FPGA, MPPT, MyRIO, paneles solares.

## **Abstract**

*This article describes the development and implementation of a fuzzy logic based system to control a DC-DC converter applied in an array of photovoltaic panels. The two modes of operation of the converter, that is to say, the maximum power point tracker (MPPT) and the so-called Control voltage (CV) are considered. The system is developed in the LabVIEW environment and runs on the MyRIO card, both technologies of National Instruments. The system modifies the PWM applied to the converter to regulate its output voltage and to generate the maximum power from solar panels, when it is required.*

**Keywords:** *Fuzzy control, FPGA, MPPT, MyRIO, solar panels.*

## **1. Introducción**

La energía es uno de los recursos más básicos y esenciales que existen. La mayor parte de la energía que se consume en la tierra se obtiene por medio de tecnologías dañinas para el planeta. Casi toda la energía utilizada por las plantas industriales es generada por fuentes no-renovables, por ejemplo, del petróleo. Dado que la demanda de energía se incrementa con los años y el costo del petróleo se ha vuelto cada vez más alto, la búsqueda por fuentes de energías amigables y renovables ha sido una constante en la última década, siendo una de estas fuentes la energía solar. Sin embargo, esta misma posee algunas desventajas, como costos de instalación, adquisición y su aún bajo aprovechamiento.

Los paneles solares poseen un punto de máxima extracción de la energía, el cual varía de acuerdo con la temperatura y la radiación solar. Esto es, la potencia que es capaz de obtenerse a la salida de un arreglo de paneles solares es función del voltaje en el que opere el convertidor al cual esté conectado, de manera que en la gráfica potencia versus voltaje la primera presenta un valor máximo para un determinado valor de voltaje. La gráfica varía dependiendo de la temperatura y el nivel de radiación solar. Es por eso que se ha desarrollado la técnica llamada MPPT para el seguimiento de este punto máximo, siendo muy común el método de perturbar-observar para su implementación.

Por otra parte, la lógica difusa posee varias aplicaciones debido a que su diseño se basa en reglas heurísticas, esto es que no se necesita de modelos matemáticos complejos para su diseño, ya que depende más de la experiencia que tenga el operador del sistema. Las plataformas para el desarrollo de la lógica difusa se sustentan en diversos dispositivos, desde un microcontrolador tipo PIC hasta las complejas computadoras, pasando por los FPGA's y DSP's; en este trabajo se usa la tarjeta NI MyRIO1900 de National Instruments como plataforma para la aplicación de este sistema difuso.

Entre los trabajos reportados para la implementación del MPPT usando lógica difusa embebida en diferentes plataformas, está el publicado en [Wu, 2000], el cual consiste en implementar el MPPT basado en lógica difusa como sistema embebido en un PIC16C74; otro trabajo es el de [Khan, 2010], el cual desarrolla la implementación de la misma técnica en un micro controlador ATMEGA 8; la diferencia entre estos dos trabajos es que este último realiza pruebas con variaciones controladas de radiación y temperatura. En otro trabajo de los mismos autores [Hossain, 2011], se realiza una prueba adicional para la aplicación de su algoritmo, en la cual la red eléctrica está conectada con la finalidad de inyectar en ésta la máxima energía que es capaz de generar el arreglo foto-voltaico. En trabajo, [Eltamaly, 2010], la aplicación se realiza bajo una plataforma basada en un FPGA Spartan-3A de la compañía Xilinx, desarrollando el sistema difuso en lenguaje C. Mientras que en [Chekired, 2011] se implementa un algoritmo en la tarjeta Virtex-II V2MB1000, bajo diferentes condiciones de radiación. Como se mencionó previamente, existen diferentes trabajos, los cuales demuestran que es posible implementar el algoritmo del MPPT en diferentes plataformas y diferentes lenguajes.

En las investigaciones con control PID difuso aparece el trabajo de [Cecati, 2010], el cual aplica el control para un puente H monofásico a un sistema fotovoltaico de baja a media potencia, para diseñar el control del voltaje del bus de CD, aplicando la técnica de modulación del ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés); la tarjeta que fue utilizada para el sistema embebido y está basada en un Fusion Mixed FPGA de Actel (AFS600-FG256). La aplicación del control PID en un



inversor no solo se limita a regular su voltaje de salida, sino también a modificar en la salida las potencias reactiva y activa, como es el caso del trabajo en [Thao, 2010], el cual utiliza UN PID Difuso PARA la modulación automática de los coeficientes KP, KI y KD. Una de las ventajas que posee el control PID difuso con respecto al clásico es que este último es más lento, como se constata en [Tipsuwanpom, 2004], debido a la simplicidad en la ejecución del PID difuso. La ventaja del control PID-difuso en cuanto a omitir la tarea de generar un modelo previo, se ilustra en [Montiel, 2008].

En el presente trabajo se propone un sistema difuso que controla la operación de un convertidor CD-CD elevador. El sistema incluye dos controladores difusos, uno para el control de convertidor cuando opera en el modo de control de voltaje (*CV-Fuzzy*), y el otro para la operación en el modo MPPT (*MPPT-Fuzzy*). Su implementación se realiza sobre una tarjeta MyRIO 1900. Este trabajo consta de las siguientes secciones: métodos, resultados y, por último, conclusiones.

## **2. Métodos**

En esta sección se presentan los materiales y métodos que se utilizaron en este proyecto como lo son el tipo de convertidor CD-CD, el tipo de simuladores solares, las características generales de la plataforma de programación, incluyendo una descripción de la lógica difusa usada.

### **Materiales**

- *Simuladores de panel solar AGILENT E4360A.* Se utilizan dos simuladores de paneles solares (SPF) de la marca *AGILENT TECHNOLOGIES*, modelo *E4360A*; la potencia que proveen es de hasta 600 W cuando son alimentados a un voltaje de 100-120 CA. En estos simuladores es posible modificar de manera remota la radiación y temperatura de operación. Los parámetros de configuración de los SPF se señalan en la sección de resultados.
- *Convertidor elevador.* En la figura 1 se presenta el diagrama esquemático de este convertidor, el cual fue diseñado para establecer una ganancia de

1.5. Esta ganancia permite asegurar un voltaje de salida del convertidor de 190 V cuando el SPF se encuentra en el punto de potencia máxima.

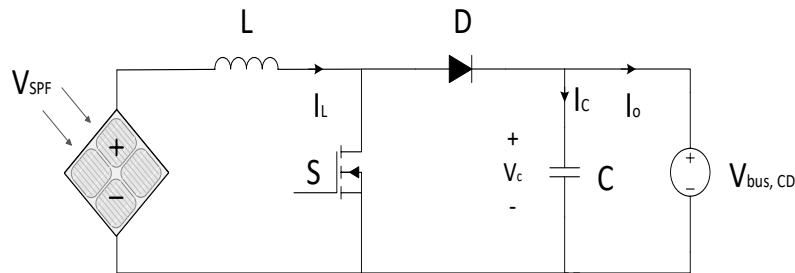


Figura 1 Diagrama del convertidor elevador CD-CD.

- *NI MyRIO 1900*. La tecnología de E/S reconfigurables (RIO) estándar en la industria de National Instruments, NI MyRIO, pone al alcance de los usuarios el procesador ARM® Cortex™-A9 dual-core y FPGA Artix-7 de Xilinx de rendimiento en tiempo real y E/S personalizada. Cuenta con 10 entradas analógicas, 6 salidas analógicas, 40 I/O digitales, 3 acelerómetros embebidos, adaptador WIFI, y entradas salidas de audio por medio de un conector de 3.5mm. Al usar esta herramienta integrada de hardware y software, los usuarios pueden crear aplicaciones rápidamente en el procesador en tiempo real de NI MyRIO, aprovechando la configuración de FPGA predeterminada, la cual pueden personalizar conforme los proyectos se vuelven más avanzados. Por ejemplo, para la implementación de sistemas difusos embebidos con resultados satisfactorios como aplicaciones de visión [Oswald, 2014] y para competencias internacionales como es el caso de mundiales organizados por FIRA (Federation of International Robot-soccer Association) [Chiang, 2016].
- *Lógica Difusa*. La lógica difusa ha tenido gran aplicación en diversas áreas de interés desde la robótica hasta aplicaciones en las energías renovables, una de las principales razones por las que los investigadores de diversos campos se inclinan a favor de esta lógica es que no son necesarios modelos matemáticos complejos para su diseño, como se mencionó anteriormente. La lógica difusa posee tres etapas, ver figura 2, la primera la

etapa de fusificación, la segunda etapa de interpretación o inferencia y la tercera de defusificación [Montiel, 2008].

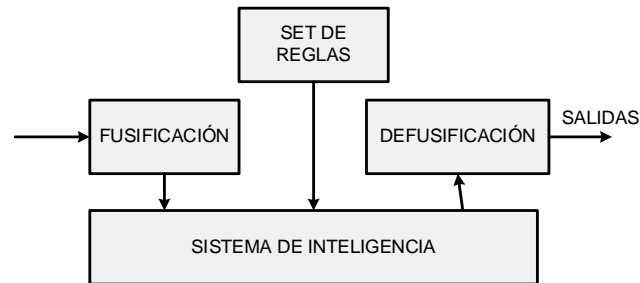


Figura 2 Sistema difuso.

La fusificación es el proceso de traducción de un valor escalar a un valor de alguna variable difusa. A estas variables difusas se les llama variables lingüísticas, [Nhivekar, 2011]. El proceso de inferencia se aplica una vez que los valores de las variables de entrada son fusificados; en esta etapa, el controlador difuso decide qué acciones se deben ejecutar. El método de inferencia que se usa en este trabajo es el denominado Mamdani, debido a que utiliza reglas *IF...THEN*, de modo que una regla en la base del conocimiento tiene un antecedente y un consecuente; en este tipo de sistema difuso el antecedente y el consecuente están dados por expresiones lingüísticas. La defusificación consiste en obtener como salida un valor numérico que determina, en la aplicación que se desarrolla, el PWM que se aplica al convertidor CD-CD elevador. Hay muchos métodos para realizar la defusificación, para este trabajo se usó el método del centroide.

## Desarrollo

Como se señaló en la introducción, el sistema está constituido por el controlador *CV-Fuzzy*, que controla el convertidor CD-CD cuando opera en el modo de control de voltaje, y el *MPPT-Fuzzy* para el control en el modo MPPT. El *CV-Fuzzy* está conformado de dos variables de entrada, siendo éstas “*Error*” que se refiere a la diferencia que hay entre la salida del voltaje del convertidor CD-

CD elevador y el *set point* (valor predeterminado por el usuario) y “*Dsalida*” que corresponde a las variaciones del voltaje de la salida del convertidor; se tiene una variable de salida “*Duty*”, como se muestra en la figura 3.

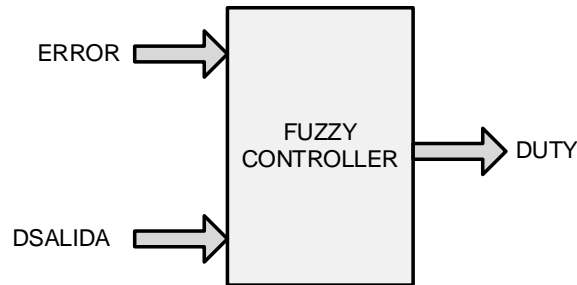


Figura 3 Sistema CV-Fuzzy

El *MPPT-Fuzzy* está conformado por dos variables de entrada, “*Vduty*” que corresponde a las variaciones que se presentan en el ciclo de trabajo; “*Vpot*” se refiere a las variaciones de potencia; se tiene sólo una variable de salida llamada “*Iduty*”, la cual se refiere al cambio que hay en el ciclo de trabajo; este sistema de entradas y salidas se muestra en la figura 4.

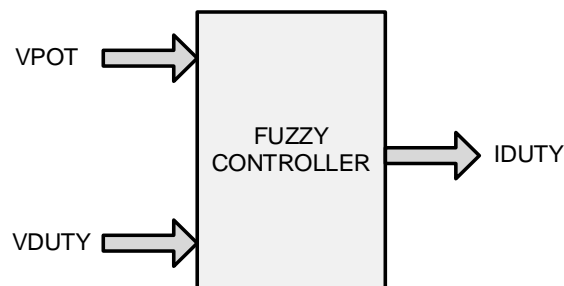


Figura 4 Sistema MPPT-Fuzzy.

### Variables Lingüísticas

Una vez establecido el sistema, se definen las variables lingüísticas correspondientes a cada entrada y cada salida. La tabla 1 muestra las variables lingüísticas del *CV-Fuzzy* correspondientes a las entradas, “*Error*”, “*Dsalida*” y a la salida “*Duty*”. Para todos los casos, las variables lingüísticas son: **Muy Negativo** (MN), **Negativo** (N), **Cero** (C), **Positivo** (P) y **Muy Positivo** (MP). En la tabla 1 se muestra el rango de la señal de entrada para cada variable lingüística.

Tabla 1 Variables lingüísticas del *CV-Fuzzy*.

Entrada				Salida	
Error		Dsalida		Duty	
Variable	Rango	Variable	Rango	Variable	Rango
MN	-1.1 a -0.4	MN	-1.1 a -0.4	MN	-1.1 a -0.4
N	-0.8 a 0	N	-0.8 a 0	N	-0.8 a 0
C	-0.4 a 0.4	C	-0.4 a 0.4	C	-0.4 a 0.4
P	0 a 0.8	P	0 a 0.8	P	0 a 0.8
MP	0.8 a 1.1	MP	0.8 a 1.1	MP	0.8 a 1.1

La tabla 2 muestra la distribución de variables lingüísticas y su rango para las entradas “*Vpot*”, “*Vduty*” y la salida “*Iduty*” del *MPPT-Fuzzy*, siendo las variables **Muy Negativo (MN)**, **Negativo (N)**, **Cero (C)**, **Positivo (P)** y **Muy Positivo (MP)**.

Tabla 2 Variables lingüísticas *MPPT-Fuzzy*.

Entrada				Salida	
<i>Vpot</i>		<i>Vduty</i>		<i>Iduty</i>	
Variable	Rango	Variable	Rango	Variable	Rango
MN	-1.1 a -0.4	MN	-1.1 a -0.4	MN	-1.1 a -0.4
N	-0.8 a 0	N	-0.8 a 0	N	-0.8 a 0
C	-0.1 a 0.1	C	-0.1 a 0.1	C	-0.4 a 0.4
P	0 a 0.8	P	0 a 0.8	P	0 a 0.8
MP	0.8 a 1.1	MP	0.8 a 1.1	MP	0.8 a 1.1

## Fusificación

Se usan funciones triangulares y trapezoidales para la fusificación de las variables de entrada; la delimitación de las funciones de membresía está basada en el conocimiento del sistema.

En el *CV-Fuzzy*, el rango para cada variable es de -1.1 a 1.1, debido a que se generalizará el uso del sistema para diferentes rangos de voltaje. Para las variables de entrada *Error* y *Dsalida* (figura 5), la primera variable lingüística es **MN**, que posee el grado de valor 1 en el rango de -1.1 a -0.8 y va decreciendo en el rango de -0.8 a -0.4; la segunda variable es **N**, cuyo valor va aumentando en el rango de -0.8 a -0.4 y decrece en el rango de -0.4 a 0; las tres funciones restantes poseen un comportamiento similar, el rango de éstas puede apreciarse mejor en la tabla 1.

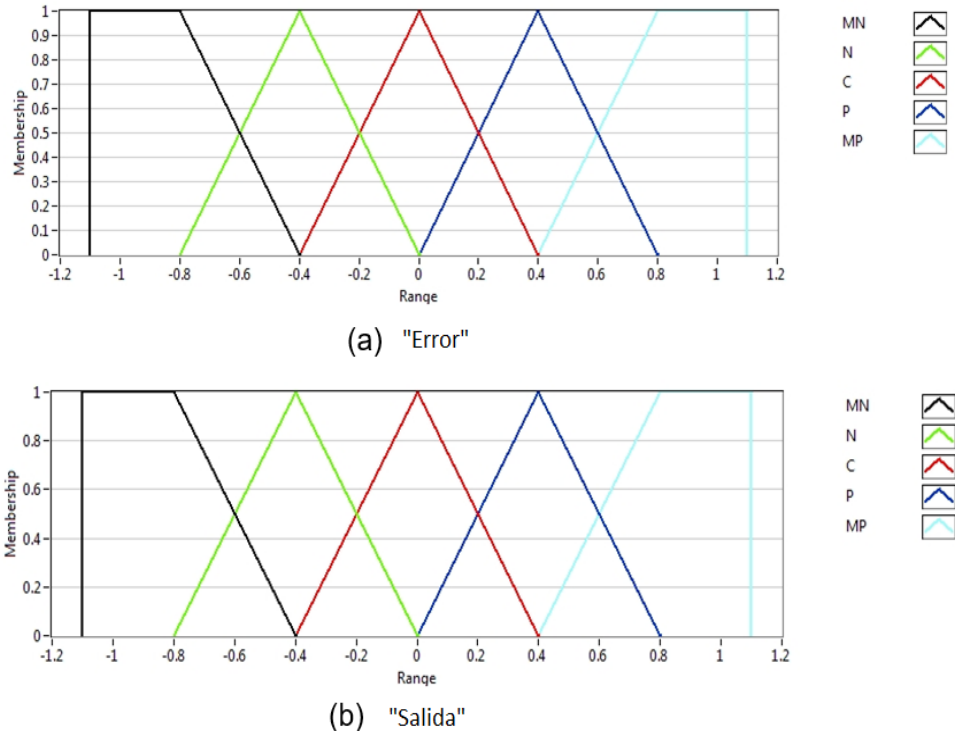


Figura 5 Funciones de membresía para las variables de entrada.

Para el *MPPT-Fuzzy*, las variables lingüísticas poseen la misma forma que las anteriores, triangulares y trapezoidales. Así mismo, la delimitación de cada una de ellas está basada en el conocimiento del sistema.

La delimitación de este sistema es la misma que la del anterior, con 5 variables lingüísticas y un rango de -1.1 a 1.1, por cada entrada del *MPPT-Fuzzy* (figura 6). La primera de estas variables es similar al del sistema anterior, **MN**, con el valor de 1 en el rango de -1.1 a -0.8 y va decreciendo de -0.8 a -0.4, la tercera variable es la que cambia con respecto al *CV-Fuzzy*, ya que ésta va aumentando en un rango más corto que va de -0.1 a 0 y decreciendo en el rango de 0 a 0.1, los rangos totales de cada variable se observan en la tabla 2.

## Reglas

El sistema de reglas se establece con base en las funciones de membresía, tanto para las variables de entrada como las de salida. Las reglas están dadas con expresiones lingüísticas. La tabla 3 y tabla 4 muestran de manera gráfica las reglas para el *CV-Fuzzy* y el *MPPT-Fuzzy*.

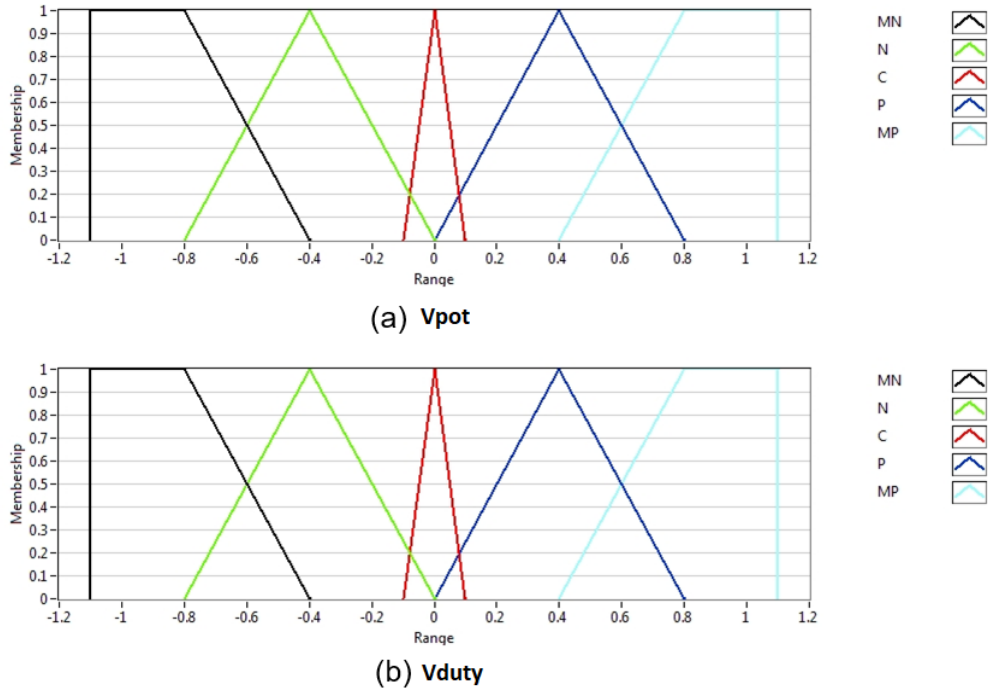


Figura 6 Funciones de membrecía de entrada.

Tabla 3 Reglas *CV-Fuzzy*.

		Dsalida				
		MN	N	C	P	MP
Error	MN	MN	MN	N	N	N
	N	N	N	N	MN	MN
	C	MP	P	C	N	MN
	P	MP	P	P	P	P
	MP	MP				

Tabla 4 Reglas *MPPT-Fuzzy*.

		Vduty				
		MN	N	C	P	MP
Vpot	MN	MP	MP	P	MN	MN
	N	MP	MP	P	MN	MN
	C	P				
	P	N	MN	P	MP	P
	MP	MN	MN	P	MP	MP

La cantidad de reglas es igual al número de posibles combinaciones entre las funciones de membrecía de las variables de entrada, estos dos sistemas tienen 21 reglas para la salida.

## Defusificación

La tarea de defusificación usa el método del centroide también conocido como centro de área, el cual es muy utilizado por los ingenieros de control, su fórmula es mostrada en la ecuación 1.

$$\bar{x} = \frac{M_y}{A_t} \quad (1)$$

Donde  $M_y$  es el momento en  $y$ ,  $A_t$  es el área total del polígono. Este método consiste en calcular el centro de gravedad del polígono que se generó en la inferencia.

Las funciones de membrecía de las variables de salida fueron escogidas del tipo triangular y trapezoidal. La figura 7a muestra las funciones de membrecía para CV-Fuzzy y figura 7b para MPPT-Fuzzy.

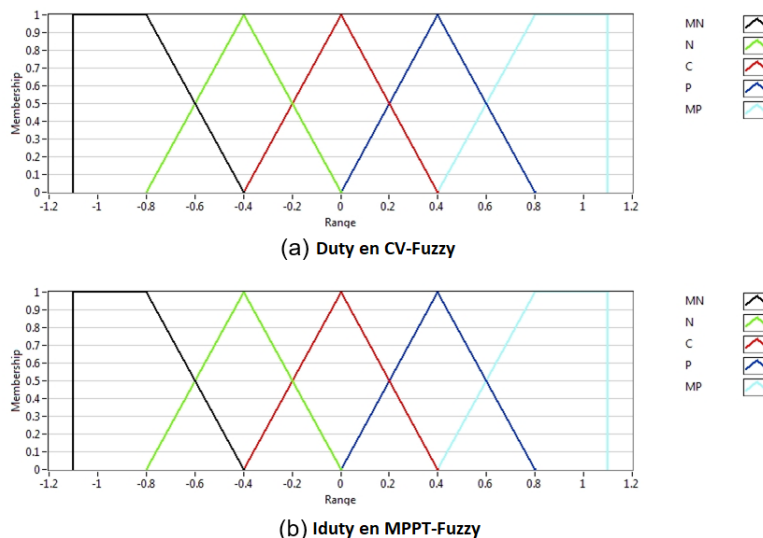


Figura 7 Funciones de membrecía de variable de salida.

## Programación

Como se mencionó en la sección de métodos, en este trabajo se utilizó la tarjeta MyRIO y la plataforma de programación fue LabVIEW. Para su programación se hizo un acondicionamiento de señales, para la lectura de los sensores de voltaje y de corriente. El tamaño de palabra de las constantes fue variable ya que dependía de los rangos y de los posibles valores que éstas



puedan tomar, esto con el objetivo de ahorrar memoria y recursos de la misma tarjeta. El tiempo de *SCAN* para los ciclos de la tarjeta fue de un segundo, el tamaño máximo de palabra es de 20 bits.

### 3. Resultados

Las superficies generadas por *CV-Fuzzy* y *MPPT-Fuzzy* son mostradas en las figuras 8a y 8b respectivamente, correspondiendo a la representación en 3D del proceso de inferencia de las 21 reglas de cada sistema difuso.

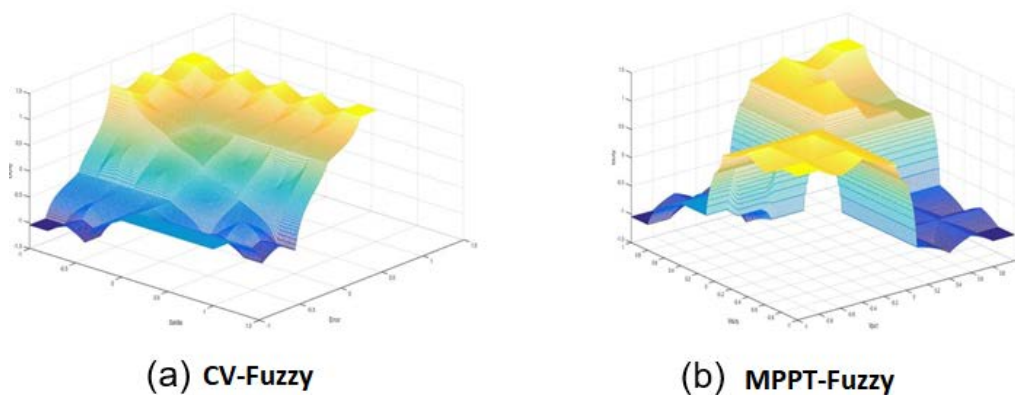


Figura 8 Superficies.

En la figura 8a se tiene la superficie del *CV-Fuzzy*; el eje *x* representa los valores de la variable de entrada “Error” y el eje *y* los valores de “Dsalida”, mientras en el eje *z* los valores correspondientes a la variable de salida “Duty”.

En la figura 8b, correspondiente a *MPPT-Fuzzy*, el eje *x* representa los valores de la variable de entrada “Vpot”, mientras que el eje *y* representa los valores de la variable “Vduty” y el eje *z* los valores de la variable de salida “lduty”.

Para utilizar los simuladores de paneles fotovoltaicos es necesario configurar su curva de operación; los parámetros necesarios para dicha configuración son: el voltaje en el punto de potencia máxima ( $V_{ppm}$ ), el voltaje de circuito abierto ( $V_{ca}$ ), la corriente en el punto de potencia máxima ( $I_{ppm}$ ) y la corriente de corto circuito ( $I_{cc}$ ), quedando Configuración SPF como se muestra a continuación:

- $V_{pm} = 120 V$
- $V_{oc} = 130 V$

- $I_{pm} = 2.5 A$
- $I_{sc} = 3.0 A$

Con estos parámetros los paneles entregan una potencia máxima de  $240 W$  cada uno. La figura 9 muestra la configuración con la cual se realizaron las pruebas, con la conexión de los dos simuladores fotovoltaicos y la conexión de una carga resistiva. Se tiene un banco de súper-capacitores de  $0.230 F$  conectado en paralelo al bus de CD con el propósito de mantener el nivel de voltaje del bus de CD,  $190 VCD$ , durante los intervalos de conexión o desconexión de los convertidores fotovoltaicos y las cargas.

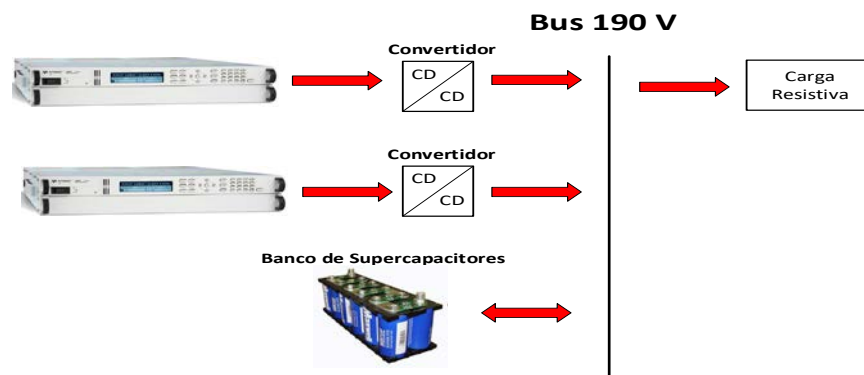


Figura 9 Configuración de la micro-red de experimentación.

Para probar el comportamiento del sistema en los límites se realizan pruebas conectando y desconectando cargas de diferentes niveles de potencia, sobre un bus de  $190 VCD$ . El comportamiento del bus al conectar una carga de  $305 W$  se presenta en la figura 10a, mientras que en la figura 10b se aprecia el comportamiento al desconectar la misma carga. Los picos al conectar y desconectar las cargas son menores a los  $5 V$  y el tiempo de la transición es de  $4$  segundos. Sobre el mismo bus de CD, cuando se estabilizó el bus en  $190 VCD$ , se hizo una conexión ahora con una carga de  $400 W$ , colocando al límite la potencia que generan los SPF's; cuando se realizó la conexión se registró una caída de voltaje de más de  $5$  volts con un transitorio de  $4$  segundos, como se muestra en la figura 11a, mientras en la desconexión, ver figura 11b, ocurrió un pico de  $10$  volts teniendo una estabilización de menos de  $10$  segundos.

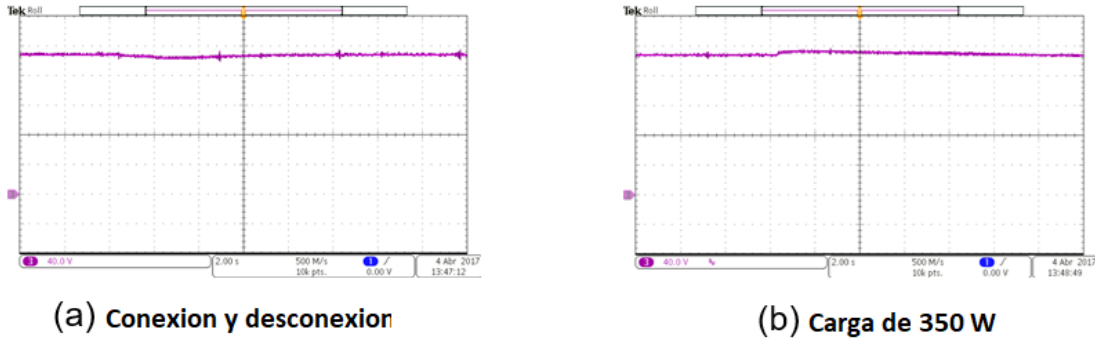


Figura 10 Conexión y desconexión, carga de 305W.

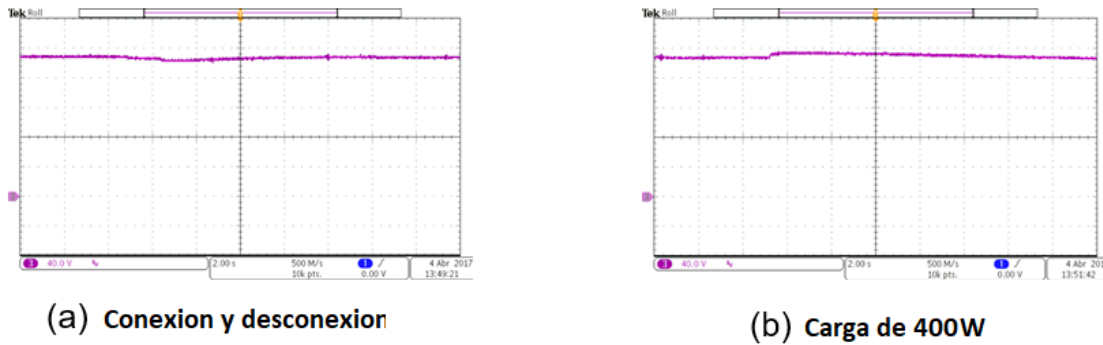


Figura 11 Conexión y desconexión, carga de 400W.

La figura 12 muestra la acción en la cual el convertidor pasa de *CV-Fuzzy* a *MPPT-Fuzzy* inyectando sobre el bus de CD una corriente cerca de 5 A en CD, y esto también se refleja sobre el bus de CD, teniendo una pequeña perturbación a consecuencia de este cambio de modo de operación, con un transitorio más grande que el de los anteriores, 15 segundos.

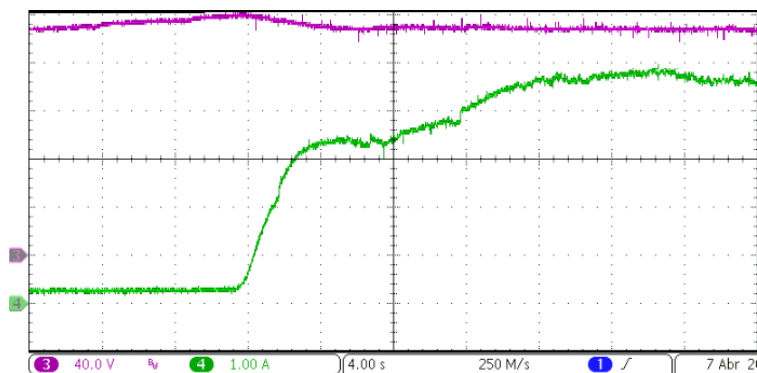


Figura 12 Transición CV a MPPT.

En este modo de operación se realizaron pruebas de conexión y desconexión de cargas, con la finalidad de monitorear el comportamiento del bus de CD y de la corriente en el mismo. En la figura 13 se muestra la conexión y desconexión de una carga de 305 W, teniendo una caída en el corriente de 3 A mientras que en la desconexión ocurre un pico de 2 A.

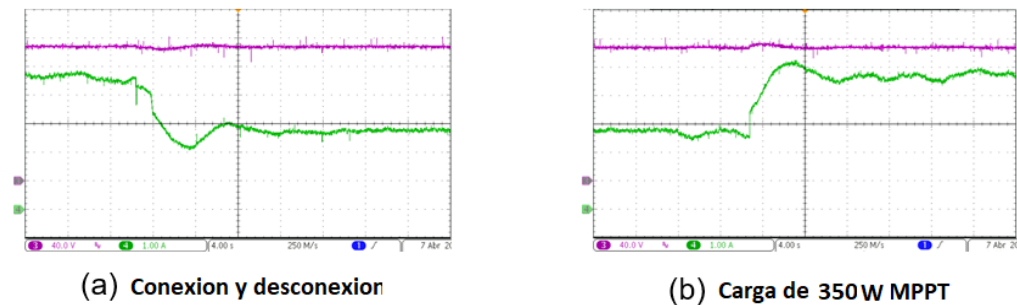


Figura 13 Conexión y desconexión, carga de 305W MPPT.

La figura 14 muestra la misma prueba para una carga de 400W y su efecto sobre el control y el bus de CD, tanto en la corriente como en el voltaje; en su conexión registra una caída en corriente de 4 A y una caída de voltaje de 8 volts, con una rápida estabilización en el bus de 1.5 segundos.

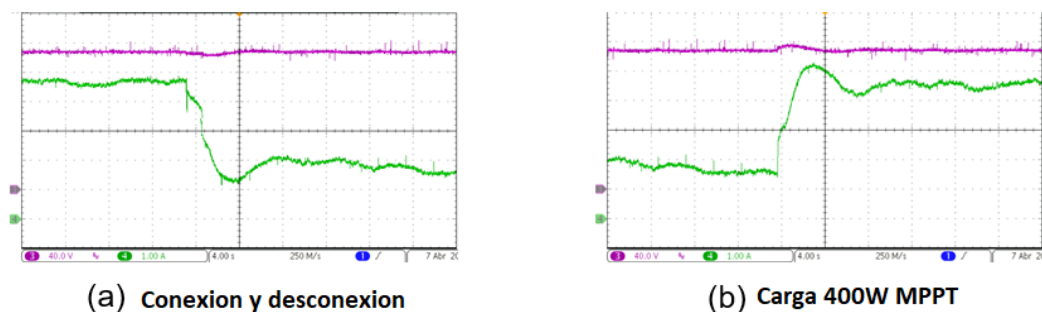


Figura 14 Conexión y desconexión, carga 400W MPPT.

## 4. Discusión

Las superficies generadas muestran regiones de estabilidad, lo que significa que tanto el *CV-Fuzzy* como el *MPPT-Fuzzy* son estables, características experimentadas sobre los resultados de conexión y desconexión de cargas. Sin embargo, durante las pruebas, especialmente en el modo MPPT, se mostró una

inestabilidad sobre la corriente del bus; sin embargo, era de esperarse ese comportamiento debido a que los algoritmos fueron diseñados para el MPPT, que como objetivo sólo es alcanzar la potencia máxima de los PF, ya sea variando el voltaje o la corriente; por otro lado en el modo CV su objetivo siempre fue el de mantener el nivel de voltaje de salida del convertidor en 190 VCD.

A pesar de esta característica de la corriente, se observó que el voltaje, además de su estabilidad en el cambio de modo y la conexión y desconexión de cargas, se mantuvo dentro del rango de operación al que se programó el *CV-Fuzzy*.

La tarjeta MyRIO mostró un procesamiento y ejecución correcta de los sistemas, a pesar de esto en la programación la tarjeta tiene una capacidad limitada de memoria por lo que los sistemas *MPPT-Fuzzy* y *CV-Fuzzy* están limitados en tamaños de palabra y operaciones, pero esto no significó que tuvieran un mal desempeño, es decir, el resultado que tuvieron fue el esperado.

Es importante destacar que la tarjeta MyRIO se trabajó en el modo FPGA, lo cual significa una mayor robustez del sistema, en cuanto a que su operación es independiente del sistema operativo de la computadora anfitriona.

La implementación del sistema embebido en el modo DSP, en comparación con el modo FPGA de la tarjeta MyRIO, no aprovecha todas las características como lo es la ejecución del programa de manera independiente de un ordenador. La programación embebida es más apropiada para la aplicación ya que utiliza el tamaño de palabra suficiente para la representación de los datos y utiliza los elementos propios en de la tarjeta, y su ejecución se realiza dentro del propio microcontrolador de la MyRIO, a diferencia del modo DSP en el cual este dispositivo se usa como tarjeta de adquisición de datos.

## **5. Conclusiones**

El sistema desarrollado para el control local de un convertidor CD/CD aplicado a fuentes fotovoltaicas operando tanto en el modo MPPT, como en el de control de voltaje, basado en lógica difusa presenta un comportamiento mejor que el del un sistema con control clásico, en tanto que el voltaje en el bus de CD no presenta perturbaciones en estado estable debido tanto al control difuso como por la acción

del banco de capacitores, no presenta cambios pronunciados como respuesta a cambios en la carga y tiene una recuperación suave. Por ser implementado como un sistema embebido en un FPGA, es muy robusta.

### **Agradecimientos**

Este trabajo es parte de los resultados del proyecto financiado por el Fondo Sectorial CONACYT-SENER a través de la convocatoria 2013-05 "Laboratorio de Innovación en Sustentabilidad Energética". Los autores agradecen este apoyo.

### **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Cecati, C., Ciancetta, F., & Siano, P., A multilevel inverter for photovoltaic systems with fuzzy logic control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(12), pp. 4115-4125, 2010.
- [2] Chekired, F., Larbes, C., Rekioua, D., & Haddad, F., Implementation of a MPPT fuzzy controller for photovoltaic systems on FPGA circuit. *Energy Procedia*, 6, pp. 541-549, 2011.
- [3] Chiang, S. Y., Wei, C. A., & Chen, C. Y., Real-time self-localization of a mobile robot by vision and motion system. *International Journal of Fuzzy Systems*, 18(6), pp. 999-1007, 2016.
- [4] Eltamaly, A. M., Alolah, A. I., & Abdulghany, M. Y., Digital implementation of general purpose fuzzy logic controller for photovoltaic maximum power point tracker. In *IEEE Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2010 International Symposium on, pp. 622-627, 2010.
- [5] Hossain, M. I., Khan, S. A., Shafiullah, M., & Hossain, M. J., Design and implementation of MPPT controlled grid connected photovoltaic system. In *IEEE Computers & Informatics (ISCI)*, 2011 IEEE Symposium on, pp. 284-289, 2011.
- [6] Khan, S. A., & Hossain, M. I., Design and implementation of microcontroller based fuzzy logic control for maximum power point tracking of a photovoltaic system. In *IEEE Electrical and Computer Engineering (ICECE)*, 2010 International Conference on, pp. 322-325, 2010.

- [7] Montiel, O., Maldonado, Y., Sepulveda, R., & Castillo, O., Simple tuned fuzzy controller embedded into an FPGA. In IEEE Fuzzy Information Processing Society, 2008. NAFIPS 2008. Annual Meeting of the North American, pp. 1-6, 2008.
- [8] Nhivekar, G. S., Nirmale, S. S., & Mudholker, R. R., Implementation of fuzzy logic control algorithm in embedded microcomputers for dedicated application. *International Journal of Engineering, Science and Technology*, 3(4), 2011.
- [9] Oswald, D., Li, W., Niu, L., Zhang, J., Li, Y., Yu, J., & Sun, F., Implementation of fuzzy color extractor on ni myrio embedded device. In IEEE, Multisensor Fusion and Information Integration for Intelligent Systems (MFI), 2014 International Conference on, pp. 1-6, 2014.
- [10] Thao, N. G. M., Dat, M. T., Binh, T. C., & Phuc, N. H., PID-fuzzy logic hybrid controller for grid-connected photovoltaic inverters. In IEEE, Strategic Technology (IFOST), 2010 International Forum on, pp. 140-144, 2010.
- [11] Tipsuwanpom, R., Runghimmawan, T., Intajag, S., & Krongratana, V., Fuzzy logic PID controller based on FPGA for process control. In *Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on* Vol. 2, pp. 1495-1500, 2004.
- [12] Wu, T. F., Chang, C. H., & Chen, Y. H., A fuzzy-logic-controlled single-stage converter for PV-powered lighting system applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 47(2), pp. 287-296, 2000.

# **DESARROLLO DE SOFTWARE SCADA PARA PLANTA PILOTO DE CONCRETO SECO CON PROTOCOLO ETHERNET/IP**

***Yolanda Pérez Pimentel***

Universidad Politécnica de Chiapas  
*ypimentel@upchiapas.edu.mx*

***Ismael Osuna Galán***

Universidad Politécnica de Chiapas  
*iosuna@upchiapas.edu.mx*

## **Resumen**

Este trabajo describe el desarrollo e implementación de un sistema SCADA en una planta piloto de producción de concreto seco construida bajo requerimientos específicos en cuanto a tamaño, portabilidad y aplicación. La automatización quedó definida en dos modos: Manual y Automático. Para el control se requiere un PLC, un módulo de E/S remoto y una computadora personal usada como HMI, en una pequeña red que usa el protocolo de comunicación EtherNet/IP. La programación del PLC fue diseñada siguiendo la guía del estudio de modos de paros y marchas, GEMMA. El SCADA fue implementado en LabVIEW, para tener un HMI gráfico y amigable, mediante una máquina de estados que contempla las opciones necesarias de configuración, operación y respaldo de datos. Al momento el sistema SCADA cumple con los requisitos esenciales solicitados, pero es flexible a posibles expansiones.

**Palabras Claves:** Comunicación industrial, EtherNet/IP, SCADA.

## **Abstract**

*This paper describes the development and implementation of a SCADA system in a dry concrete production pilot plant built under specific requirements in terms of size, portability and application. Automation was defined in two modes: Manual and*



*Automatic. A PLC, a remote I / O module and a personal computer used as an HMI are required for control in a small network using the EtherNet / IP communication protocol. The programming of the PLC was designed following the guide of the study of modes of stops and marches, GEMMA. The SCADA was implemented in LabVIEW to have a graphical and friendly HMI through a state machine that provides the necessary configuration, operation and data backup options. At the moment the SCADA system meets the requested essential requirements but is flexible to possible expansions.*

**Keywords:** *EtherNet/IP, Industrials communication, SCADA*

## **1. Introducción**

Para el proyecto registrado con el número PEI2014:218518, aprobado de acuerdo a las reglas de operación de la convocatoria del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) y al Programa de Estímulos a la Investigación, Desarrollo Tecnológico e Innovación 2014, se definieron los objetivos de diseñar e implementar una planta piloto dosificadora de concreto seco que permita el desarrollo de las distintas formulaciones en los concretos secos especiales mediante un software hecho a la medida, que garantice los estándares de calidad y control de todos los procesos necesarios para el funcionamiento correcto de la planta piloto.

Dado el tamaño y requerimientos de la planta piloto se propuso el desarrollo de un sistema de Supervisión y Adquisición de Datos (SCADA, Supervisory Control and Data Acquisition) para dar solución a las necesidades específicas del proyecto.

De acuerdo a [Rodríguez, 2012], *“se conoce como sistema SCADA a cualquier software que permita el acceso remoto a datos de un proceso y permita, utilizando las herramientas de comunicación necesarias en cada caso, el control del mismo. No se trata de un sistema de control sino de una utilidad software de monitorización y supervisión, que realiza la tarea de interface entre los niveles de control (PLC) y los de gestión a un nivel superior”*.

Entre los objetivos que lo hacen elegible para la planta piloto en cuestión están: la funcionalidad en sistemas operativos Windows sobre cualquier PC estándar,

arquitectura abierta que permita integraciones con aplicaciones estándar (usando ActiveX, OPC, OLE\_DB, entre otros), instalación sencilla sin grandes requerimientos de hardware, fáciles de usar y con interfaces amigable con el usuario, permitir la integración de herramientas ofimáticas, configurable y escalable, ser independiente del sector y la tecnología, comunicaciones flexibles, transparente al usuario con el equipo de planta (redes locales y de gestión).

Los aspectos más importantes para considerar en la selección de un SCADA son:

- La tecnología de Intercambio Dinámico de Datos (DDE, *Dynamic Data Exchange*), que permite a cualquier aplicación, basada en Windows, intercambiar información con otra diferente a través de una memoria común, utilizando un protocolo que gestiona las funciones de dialogo.
- OPC, siglas de *Ole for Process Control* (OLE para control de procesos) y es una tecnología diseñada para comunicar aplicaciones. Es un estándar abierto que permite acceder a los datos desde aparatos de campo.
- EtherNet/IP, acrónimo de Ethernet Industrial Protocol, su ventaja principal es su universalidad, existen elementos de interconexión de bajo costo y muchos dispositivos industriales integran un punto de conexión a red local Ethernet. Al igual que los demás buses, intenta simplificar el método de transmisión mediante el uso de recursos suficiente para garantizar el funcionamiento del sistema.

Por otro lado, cuando se diseña la automatización de una máquina o proceso industrial con mecanismos de funcionamiento automático o semiautomático, es necesario prever y especificar todos los estados posibles de operación y funcionamiento, de manera que se definan con precisión las condiciones de arranque y paro, de cada proceso y operación que se realizan.

Debido a los múltiples factores que intervienen en la automatización de procesos y la complejidad que conlleva, la guía la guía del estudio de modos de paros y marchas, ofrece un enfoque de diseño estructurado para abordar las tareas de manera parcial. Para un proceso automatizado se reducen a tres módulos: *módulo de seguridad, módulo de modos de marcha y módulo de producción.*

*“La guía GEMMA procede de los trabajos llevados a cabo durante dos años por la ADEPA (Agence nationale pour le Développement de la Productique Appliquée à l’industrie), agencia nacional francesa para el desarrollo de la producción aplicada a la industria. Las siglas GEMMA (Guide d’Etude des Modes de Marches et d’Arrets) designan guía de estudio de los modos de marcha y paro”, [Ponsa, 2005].*

La guía GEMMA, fue concebida para estar concordancia con las normas de la Unión Europea. Se rige por la norma nacional francesa UTE C 03-191, se aplica en complemento con la representación GRAFCET (Graphe Fonctionnel de Commande Etape-Transition) y se presenta como una metodología que incluye los modos de marcha y paro de control secuencial, el funcionamiento correcto del proceso controlado, además del funcionamiento ante sucesos anormales, incluyendo situaciones de emergencia, para prevenir daños humanos o materiales. La norma IEC 60848:2002 define al GRAFCET como un lenguaje que permite modelar el comportamiento de la parte secuencial de un sistema automatizado. Los diagramas GRAFCET permiten establecer las reglas o condiciones que se programaron en el controlador lógico programable (PLC), modelando de manera gráfica el software de control de la planta piloto.

El proceso de elaboración de concreto seco consiste en mezclar agregados, cemento y aditivos en proporciones definidas en laboratorio, y empacar en bultos de 50 kg. La planta piloto automatizada consta de las partes siguientes, que se muestran en la figura 1:

1. Tolva de agregado
2. Tolva de agregado
3. Banda transportadora.
4. Tolva de cemento.
5. Mezcladora de listones.
6. Elevador de canjilones.
7. Tolva de producto terminado.
8. Ensacadora.
9. Remolque

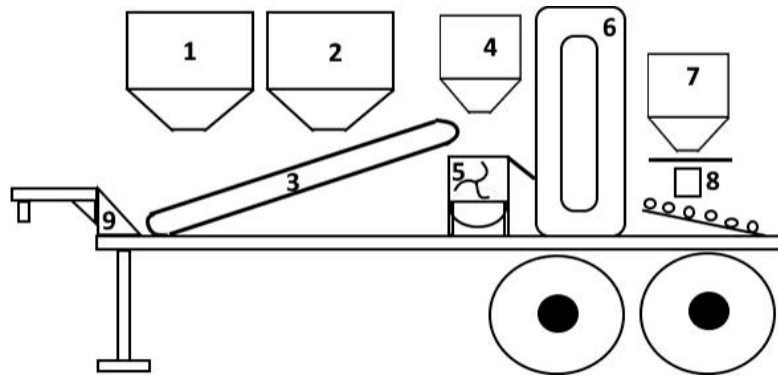


Figura 1 Partes de la Planta Piloto.

Se tienen los siguientes requerimientos para el correcto funcionamiento de la planta:

- Gabinete de control, situado en una caseta de control, máximo a 25 m de la planta piloto.
- El monitoreo de las básculas y del proceso se realizará desde un SCADA desarrollado en LabVIEW.
- Los motores y compuertas podrán accionarse manualmente mediante botones ubicados en el gabinete de control.
- El gabinete de control es de tipo pupitre.
- Botón de paro iluminado (rojo) y botón de arranque iluminado para el control manual de los motores.
- Botón de activación iluminado (verde) para los cilindros de las compuertas.
- Palanca selectora de 3 posiciones para modos de operación: Manual, No-Selección, Automático.
- Botón de confirmación iluminado (ámbar) para confirmación de modo de operación (manual y automático).
- Protocolo de comunicación Ethernet para la comunicación entre: SCADA – Gabinete tipo pupitre – Gabinete de arranque de motores.
- PC (all in one) como parte del Sistema SCADA.
- El gabinete de control gestionará el arranque de cuatro motores.
- El gabinete de control gestionará el accionamiento de cuatro electroválvulas.

- El paro de emergencia podrá accionarse desde tres ubicaciones: gabinete de control tipo pupitre, estación de ensacado y gabinete de arranque de motores.
- El software en la PC permitirá el monitoreo del proceso y la generación de reportes de producción.

El diagrama a bloques en la figura 2, muestra la integración de los distintos elementos que interactúan en la gestión del sistema de control para la planta piloto, incluye la posibilidad de expansión a través de una red Ethernet:

1. Generador. Proporciona la potencia eléctrica.
2. Gabinete de protección. Es el centro de carga principal de la planta.
3. Gabinete de arranque de motores. Contiene los sistemas de arranque suave de los motores a utilizar y la interfaz Ethernet con el gabinete de control.
4. Compresor. Suministra el aire comprimido.
5. Gabinete de control tipo pupitre. Contiene el CPU de control, y la botonera de control de modo manual.

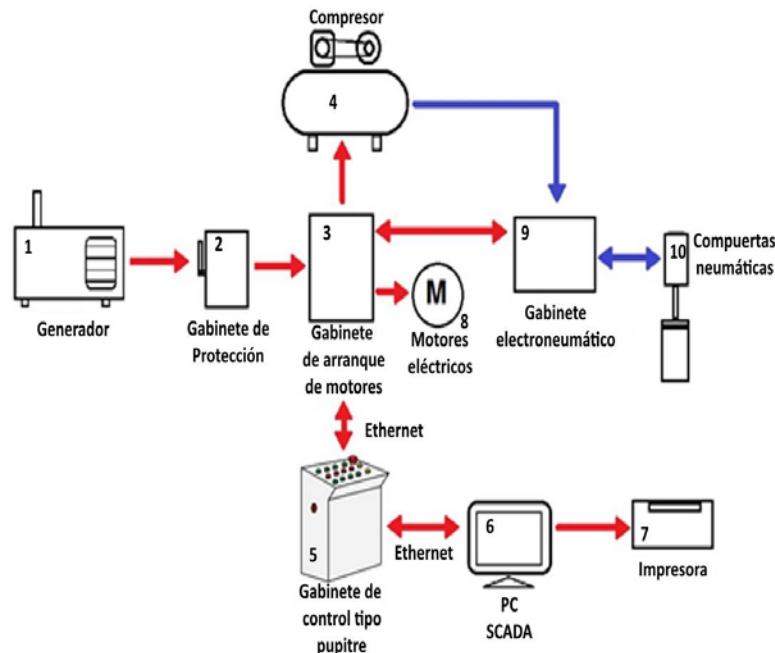


Figura 2 Comunicación de los diferentes elementos.

6. PC-SCADA. Computadora que contiene el software SCADA para el monitoreo de la planta y generación de reportes.
7. Impresora. Para impresión de los reportes generados por el software.
8. Motores eléctricos. Para banda transportadora, mezcladora de listones, elevador de cangilones y compresor de aire.
9. Gabinete electro-neumático. Contiene electroválvulas para activación de compuertas.
10. Compuertas neumáticas. Para la apertura de las tolvas (agregados 1, agregados 2, cemento) y mezcladora.

Partiendo del diagrama a bloques y de la guía GEMMA general se tomaron nueve estados que se muestran en la figura 3, debido a que con ello se cumplen los requerimientos de seguridad necesarios incluyendo futuras ampliaciones al sistema.

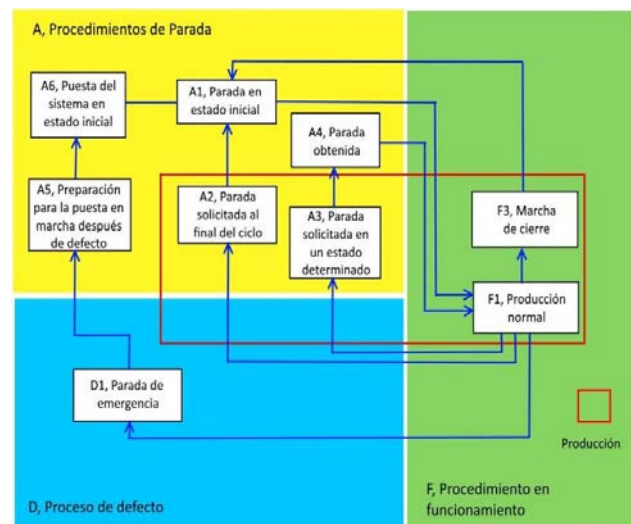


Figura 3 Guía GEMMA de la planta piloto.

Posteriormente se realizaron los diagramas GRAFCET, para establecer las relaciones de causa-efecto entre las acciones de entrada y las acciones de salida deseadas. Estas relaciones, se establecen como secuencias de operación del sistema. Se definieron los diagramas en base a la guía GEMMA propuesta en la figura 3.

La programación del PLC, un CompactLogix 5370, se realizó con el software de programación Studio 5000 con la aplicación RSLinx Classic, considerando que las etiquetas necesarias para el HMI del sistema SCADA deberían quedar establecidas a nivel de controlador, mientras que aquellas que iban a utilizarse únicamente en el modo manual desde gabinete podían quedar a nivel de programa.

## 2. Métodos

Para el sistema SCADA se usó el lenguaje de programación LabVIEW, debido a que presenta una gran flexibilidad para programar interfaces gráficas muy amigables al usuario, permite la comunicación usando el protocolo EtherNet/IP, de manera simple y transparente, guardado de datos en diferentes formatos de archivos estándar y, creación de ejecutables instalables con lo que se puede implementarse el programa resultante en cualquier PC aunque no tenga instalado LabVIEW. De acuerdo a lo implementado en el PLC, el sistema SCADA que se propone corresponde a una máquina de estado como se ve en la figura 4.

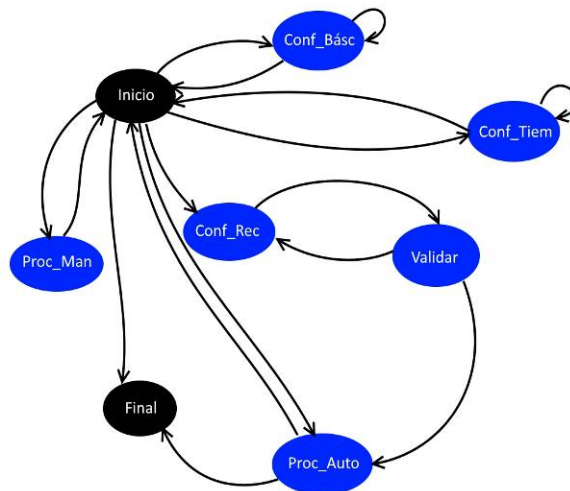


Figura 4 Máquina de Estados del Sistema SCADA.

La programación se realizó siguiendo la máquina de estados propuesta, el HMI presenta diferentes ventanas dependiendo del estado en el que se encuentra, el intercambio de información se hizo a través del módulo de LabVIEW para

EtherNet/IP, recibiendo o enviando información a través de etiquetas (tags) creadas en el PLC a nivel de controlador específicamente para lograr la comunicación con el sistema SCADA. Se crearon ventanas para cada uno de los estados, los cuales se describen a continuación:

- *Inicio*: Primer estado que se ejecuta al arrancar el sistema SCADA, figura 5. El mensaje inicial refleja el estado del PLC: *Seleccionar Modo, Modo Manual, Modo Automático o Paro de Emergencia*. Si el mensaje es “Paro de emergencia”, no podrá realizar ninguna acción, excepto *cancelar* que lo llevará al estado final donde se puede detener el sistema. En otro caso, podrá realizar cualquiera de las acciones.



Figura 5 Ventana Inicial del HMI.

- *Conf\_Básc*: En este estado, figura 6, se realiza la calibración de las celdas de carga de las tolvas de agregados 1, agregados 2 y cemento de manera secuencial. Cuando se da por finalizada la calibración regresa a la ventana correspondiente al estado inicial.

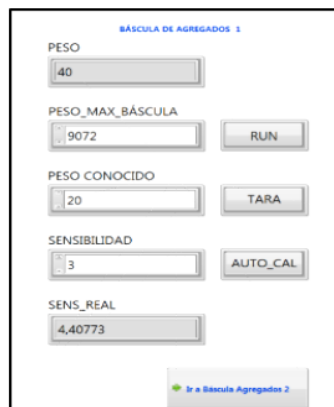


Figura 6 Configuración de Báscula.



- *Conf\_Tiem*: En éste estado se determinan tiempos de arranque de los diversos elementos, apertura de válvulas, activación de banda transportadora, mezcladora, elevador de cangilones, previamente obtenidos de manera experimental para el modo de producción automático, figura 7.

TIEMPO MEZCLADO	TIEMPO ARRANQUE MEZCLADORA	TIEMPO VACADO MEZCLADORA
45	10	80
TIEMPO APERTURA AGREGADOS 1	TIEMPO APERTURA AGREGADOS 2	TIEMPO APERTURA CEMENTO
5	10	15
TIEMPO VACADO BANDA	TIEMPO ARRANQUE BANDA	
25	10	
TIEMPO VACADO ELEVADOR	GUARDAR TIEMPOS	TIEMPO ARRANQUE ELEVADOR
15		10
	STOP	

Figura 7 Ventana de configuración de tiempos.

- *Conf\_Rec*: Pueden ingresarse datos relevantes para el reporte, seleccionar la modalidad de producción (por lotes o continuo), seleccionar la receta desde un archivo Excel que contiene los datos previamente creado, y en base a la cantidad calcula la cantidad total a utilizar para la producción solicitada, figura 8.

1. Ingrese los datos solicitados en los campos marcados con (\*)

\* Nombre del Cliente:

\* Cantidad:  \* Capacidad de Mezcladora:

\* Directorio de Excel para las recetas:

\* Modalidad:  LOTES  CONTINUO

2. Presione el botón "Obtener Datos".

Obtener Datos

3. Si los datos mostrados son correctos, presione "Validar".

VALIDAR

CANTIDAD REQUERIDA POR M3

Agregado 1	Agregado 2	Cemento	Aditivo
<input type="text" value="0"/>	<input type="text" value="0"/>	<input type="text" value="0"/>	<input type="text" value="0"/>

CANTIDAD TOTAL REQUERIDA

Agregado 1	Agregado 2	Cemento	Aditivo
<input type="text" value="0"/>	<input type="text" value="0"/>	<input type="text" value="0"/>	<input type="text" value="0"/>

Número de Lotes:

Aditivo Requerido:

CANTIDAD REQUERIDA POR LOTE

Agregado 1	Agregado 2	Cemento	Aditivo
<input type="text" value="0"/>	<input type="text" value="0"/>	<input type="text" value="0"/>	<input type="text" value="0"/>

Aditivo Requerido:

Figura 8 Ventana de Configuración para la receta de producción.

- **Validar:** En el estado validar se buscan dos cosas: que dé un breve resumen de la producción y verificar que de acuerdo a los datos enviados desde la configuración de la receta, las tolvas contengan material suficiente para realizar al menos el primer lote (si se trabaja en modalidad por lotes) o carga completa (en modalidad continua), figura 9.

Resumen de Producción

CANTIDAD TOTAL REQUERIDA

Nombre del Cliente: Erwin

Remisión: 578    Cantidad: 1

Resumen para Validar:

Agregado1: 15    Agregado2: 15    Cemento: 5    No. de Lotes: 1

Cantidad de Aditivo: 0

Esperar a que tiempo máximo diferente de cero.

REGRESAR A RECETA    CONTINUAR

Figura 9 Ventana de validación de los parámetros de producción.

- **Proc\_Man:** Este estado fue solicitado para operar desde la botonera física, por lo cual el HMI refleja la información de las básculas como se muestra en la figura 10. Puede también pulsar *regresar a inicio* para cambiar al modo de producción automático o *finalizar* para detener el sistema al terminar la producción.

ESTADO 2

Cantidad en Tolva 1: 0    Cantidad en Tolva 2: 0    Cantidad en Tolva 3: 0

Cantidad Dispensada 1: 0    Cantidad Dispensada 2: 0    Cantidad Dispensada 3: 0

Cliente: [ ]

Cantidad a Producir: [ ]

Lotes a Realizar: [ ]

Resistencia: [ ]

Tipo: [ ]

PARO DE EMERGENCIA

GUARDAR DATOS    Guardar Datos

FINALIZAR

Figura 10 Ventana de monitoreo en modo manual.

- *Proc\_Auto*: Este estado muestra en tiempo real la información de las básculas, qué actuadores están activos, la información de la producción y el estado del PLC. Si ocurre un Paro de emergencia, el indicador correspondiente se enciende, la información se guarda y el programa pasa al estado finalizar para poder detener el sistema, figura 11.

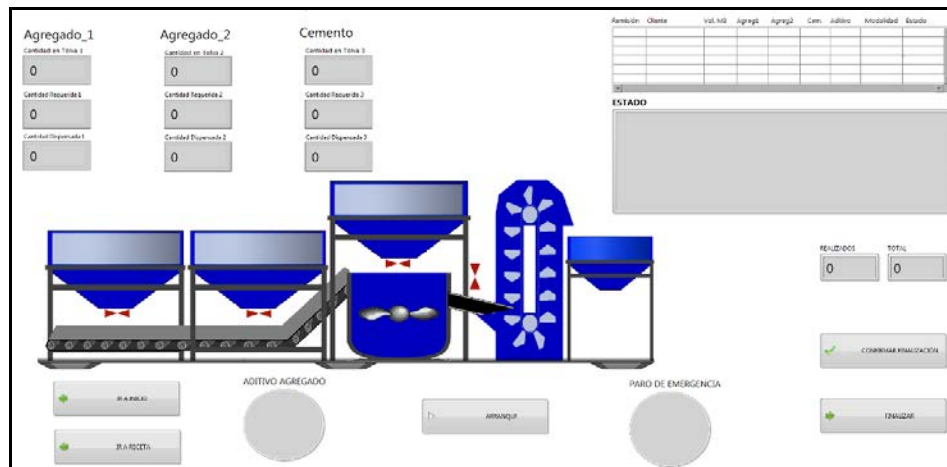


Figura 11 Monitoreo del proceso en modo automático.

- *Final*: Este estado es para detener el sistema, y se muestra cuando desde cualquier estado se pulsa finalizar o cancelar. Al pulsar Detener Sistema, se confirma que se desea terminar la producción y todos los datos de esta se guardan en un archivo con extensión \*.lvm, propio de LabVIEW, en el que se irán los datos crudos de la producción día a día y del cual se podrán generar reportes, figura 12.



Figura 12 Ventana final de confirmación para detener sistema.

La segunda aplicación, llamada Reporte, tiene una interfaz sencilla que se muestra en la figura 13, en la que se puede generar el reporte con unos pocos datos que ingresar al momento.

Puede editar todos los campos siguientes para generar su reporte en Excel.

TÍTULO PRINCIPAL  
GERENCIA DE OPERACIONES

TÍTULO SECUNDARIO  
HOJA DE BÁSCULA

NOMBRE DEL OPERADOR  
X

JEFE DE PLANTA

PLANTA

JEFE DE PRODUCCIÓN

El reporte se guardará en el escritorio automáticamente.  
Escriba el nombre con el que se guardará el reporte.

NOMBRE DEL REPORTE

Figura 13 Interfaz para generar el reporte de producción.

Para realizar la comunicación con el PLC, LabVIEW provee el módulo EtherNet/IP, que ofrece una interfaz para comunicar directamente en una red Ethernet con dispositivos compatibles. El módulo tiene mecanismos para mensajes explícitos de Entrada/Salida, para compartir datos con una variedad de PLCs, [EtherNet/IP, 2017].

Se dispone de iconos para leer y escribir mensajes, usando etiquetas para registrar archivos. Para que una etiqueta pueda ser accedida desde LabVIEW debe estar definida en la programación a nivel “controlador”. El nombre de la etiqueta (**Tag Name**) se conecta mediante una constante (o control) de tipo cadena (*string*). Tanto el nombre de la etiqueta como la dirección de red (**Network Path**), son datos requeridos de conectar como se muestra en la figura 14a. En el caso de escritura, se requieren también los datos (**Data**), que se envían mediante un arreglo (array), figura 14b.

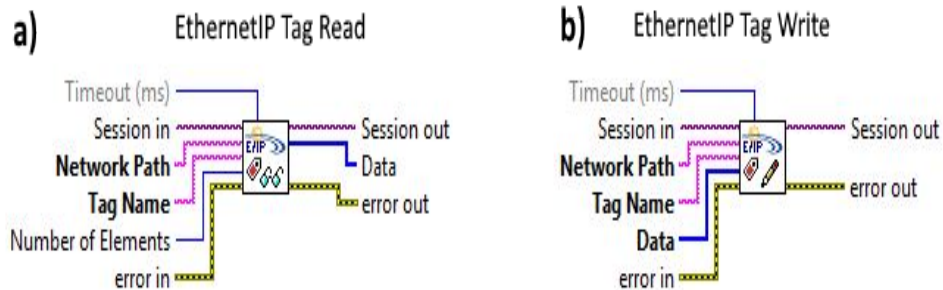


Figura 14 Iconos para lectura y escritura al PLC.

### 3. Resultados

Una vez realizadas las pruebas completas de funcionamiento, desde la calibración de básculas, configuración de tiempos, operación en estado manual y automáticos, modalidad por lotes y continuos, así como los paros de emergencia y guardado de datos, desde el HMI del sistema SCADA, se pudo validar que la planta piloto, mostrada en la figura 15, funciona correctamente y todos los requerimientos solicitados fueron implementados de manera satisfactoria.

Pero lo más importante del desarrollo del sistema SCADA es que más allá de cumplir con los requisitos, la visualización del HMI se enfocó en proporcionar a los usuarios información relevante de la manera más sencilla basándose en su propia experiencia, lo que se logró en una estrecha comunicación no sólo del equipo de trabajo sino con los operarios potenciales de la planta.



Figura 15 Planta Piloto de concreto seco.

Derivado de ello, ante la inquietud del posible cambio de PC del sistema SCADA se construyó un instalador, con el fin de que si en algún momento se requiere cambiar la PC, no será necesario instalar LabVIEW, debido a que éste integra todos los requerimientos para la ejecución del SCADA. Independientemente de ello, se consideró que el reporte se ejecutara en una aplicación diferente al HMI. Por lo tanto, se instalan dos aplicaciones:

- **SCADA:** Esta aplicación abre el HMI del usuario, dependiendo de lo que se requiera hacer, ofrece diferentes botones para ir a otras ventanas, es decir, es el producto de la máquina de estados presentada en la sección anterior.

Guarda los datos crudos de la producción del día en un archivo .lvm cuando se detiene el sistema.

- *Reporte:* Esta aplicación le permite al administrador de la planta recuperar los datos que se han guardado de la producción y generar un archivo tipo Excel para la administración de la planta.

Ambas aplicaciones se visualizan y encuentran como cualquier otra instalada en la PC, y de igual manera pueden anclarse a menú inicio o barra de tareas. Al pulsar sobre ellos se ejecuta de forma inmediata estableciendo la conexión con el gabinete de control y queda listo para trabajar, figura 16.



Figura 16 Cabina de control, botonera para control manual y HMI SCADA desarrollado.

Finalmente se grabó un disco que contiene, el instalador de Software SCADA v1.0, instalador de RSLinx Classic (necesario para el enlace con el PLC) y Manual de Usuario, con instrucciones detalladas para instalación desde cero, configuración de la red y funcionamiento del sistema SCADA.

#### 4. Discusión

La automatización de la planta piloto de cemento seco se realizó por etapas, siendo el desarrollo del sistema SCADA la etapa final, debido a que debía realizarse la integración mecánica, eléctrica y de control en primera instancia, posteriormente la programación del PLC con lo que ya funcionaba de manera manual desde gabinete sin interfaz de usuario. Sin embargo, se requirió de toda la información generada en ambas etapas para desarrollar un HMI que respondiera a las necesidades específicas de la planta piloto.

## **5. Conclusiones**

La planta piloto se encuentra totalmente funcional, de acuerdo a los requerimientos solicitados, con lo que el proyecto ha sido terminado de manera satisfactoria. A futuro se prevén modificaciones y/o expansiones de esta, para lo cual se realizó un software escalable que pueda adecuarse a los nuevos requerimientos. Además, se ha pensado en aumentar la eficiencia del SCADA con un módulo que aportaría información de corrección de recetas en la producción, tomando en cuenta la ubicación de la planta y las condiciones climáticas.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] EtherNet/IP: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/es/nid/209676>, Agosto de 2017.
- [2] Ponsa Asensio P., Vilanova Arbós R., Automatización de procesos mediante la guía GEMMA, Edicions UPC, Catalunya, Páginas 37-39, 2005.
- [3] Rodríguez Penin A., Sistemas SCADA, 3ª Edición, Marcombo SA Barcelona, Cap 1 (e-Book), 2012.

# REDUCCIÓN DE CROSS-TALKING POR MEDIO DEL USO DE FOCALIZADORES EN APLICACIONES DE ULTRASONIDO

***Jovan Alejandro Ramírez Guzmán***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Orizaba  
*jarg2\_92@hotmail.com*

***Ignacio Herrera Aguilar***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Orizaba  
*nacho.tecorizaba@gmail.com*

***Gerardo Águila Rodríguez***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Orizaba  
*gerardo\_aguila03@yahoo.com.mx*

***Oscar Osvaldo Sandoval González***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Orizaba  
*Osandoval@ito-depi.edu.mx*

## **Resumen**

En el presente artículo, se pretende plantear un método para evitar la aparición del fenómeno llamado *Cross-talking* que no es único de los sensores ultrasónicos pero sin embargo suele presentarse en ellos. Este fenómeno ocurre cuando dos o más sensores ultrasónicos se encuentran trabajando uno cerca del otro y las ondas transmitidas por ellos son captadas por los receptores del otro sensor. Con la ayuda de una herramienta que se le denominó focalizador, el cual tiene una forma cilíndrica con un vaciado del diámetro de los transductores del sensor, se logró disminuir este fenómeno concentrando tanto el lóbulo de onda ultrasónica emitida por el transmisor como el lóbulo del receptor del sensor, aumentando la selectividad de los sensores ultrasónicos y su fidelidad en la medición de distancias.

**Palabras Claves:** Focalizador, lóbulo, sensor, ultrasónico.



## **Abstract**

*In the present article, it is tried to propose a method to avoid the appearance of the phenomenon The Cross-talking that is not unique of the ultrasonic sensors but nevertheless sounds to appear in them. This phenomenon occurs when more ultrasonic sensors are found working near each other and the waves are transmitted by them are captured by the receivers of the other sensor. With the aid of a tool that is the focal name, which has a cylindrical shape with a diameter emptying of the sensor transducers, the effect of this phenomenon is reduced by concentrating both the ultrasonic wave lobe emitted by the transmitter and the lobe Of the sensor receiver, increasing the selectivity of the ultrasonic sensors and their fidelity in the measurement of distances.*

**Keywords:** *Focalizer, lobe, sensor, ultrasonic.*

## **1. Introducción**

Hoy día, la implementación de sensores ultrasónicos en diversos campos de la ingeniería se ha hecho más frecuente debido a las cualidades que ofrece como sensor de proximidad. Se les puede encontrar realizando tareas como mapeo de entorno, rada, detección de objetos, medición de distancias, etc. Un sensor ultrasónico básicamente emite ondas de sonido con una frecuencia superior a los 20 kHz donde el oído humano no es capaz de captar dichos sonidos [Gosálbez, 2004]. Las ondas transmitidas por el sensor tienen un lóbulo de trabajo que, dependiendo del tipo de sensor, varía el ángulo de radiación. Para este trabajo, se eligió el sensor ultrasónico HC-SR04 debido a su bajo costo, reducido tamaño, por incluir en su tarjeta electrónica tanto transmisor y receptor, así como su acondicionamiento de señal y circuito de amplificación. Para este sensor, el lóbulo de radiación o área de trabajo eficiente es de 15° y con un máximo de 30°. Esto puede ser una excelente cualidad si es que se desea trabajar con un solo sensor para cualquier aplicación que se pretenda realizar, sin embargo, cuando se requiere trabajar con dos o más sensores que se encuentran uno cerca del otro, estos pueden presentar un fenómeno llamado *Cross-talking* [Jovani, 2008], donde la onda recibida por un sensor corresponde a la onda transmitida por otro sensor.

El fuerte de este trabajo, es proponer una alternativa para la solución a este problema, el cual es el re direccionamiento de las señales ultrasónicas mediante el uso de focalizadores cilíndricos colocados en el transmisor y receptor del sensor.

## 2. Métodos

En el desarrollo de este trabajo, como se mencionó con anterioridad, se realizó con el sensor ultrasónico HC-SR04. Este sensor incorpora un par de transductores piezoeléctricos (como si fuera un altavoz y un micrófono) de ultrasonido y el circuito de control que permiten determinar la distancia que existe entre el sensor y la superficie de un objeto. En la figura 1 se muestra el sensor y en la tabla 1 se muestran sus características.



Figura 1 Sensor ultrasónico HC-SR04.

Tabla 1 Parámetros eléctricos y mecánicos del sensor HC-SR04.

Nombre del parámetro	Descripción
Voltaje de operación.	5 VDC
Corriente de operación.	15 mA
Corriente estática.	<2 mA
Frecuencia de operación.	40 kHz
Rango máximo de operación.	400 cm
Rango mínimo de operación.	2 cm
Resolución de medición.	0.3 cm
Ángulo de medición eficaz.	15°
Ángulo de detección.	30°
Disparo de señal de entrada (Trigger).	Pulsos TTL de 10 $\mu$ s.
Eco de señal de salida (Echo).	Señal PWM en TTL.
Dimensiones.	45 x 20 x 15 mm

### Funcionamiento del Sensor

A continuación, se describen los pasos en la que opera el sensor:

- Mediante un microcontrolador se envía un pequeño pulso de habilitación de

onda cuadrada con una duración de 10  $\mu$ s al pin Trigger para indicarle al módulo que comience a trabajar.

- Seguido de esto, el circuito de control que tiene integrado el sensor activa el oscilador que genera un tren de pulsos de 8 ciclos con una frecuencia de 40 kHz (ultrasonidos) que son enviadas por el transmisor y que viajan a la velocidad del sonido propagándose por el aire.
- En seguida, el sensor coloca en estado alto la salida Echo con una onda cuadrada que irá incrementando su ancho con el tiempo.
- Al mismo tiempo que la salida Echo permanece en alto, se comienza a contar el tiempo que tarda en recibir el eco reflejado sobre la superficie del objeto, entonces en ese momento, la salida Echo pasa a un estado bajo.
- El ancho del pulso o PWM que se generó en el pin Echo es enviado al microcontrolador, dicho pulso se traduce como el tiempo en que la señal fue enviada, reflejada y recibida por el sensor.
- En caso de que el sensor no encuentre un objeto frente a él, se queda en reposo hasta que nuevamente se inicie el ciclo de operación.

La figura 2 muestra todo el proceso descrito anteriormente de forma gráfica. Donde se puede observar que cuenta únicamente con cuatro pines que son: trabajo, alimentación, GND, y los otros dos son TX y RX, que utiliza para su comunicación con el microcontrolador [NASA, 2007], [Shirley, 1989].

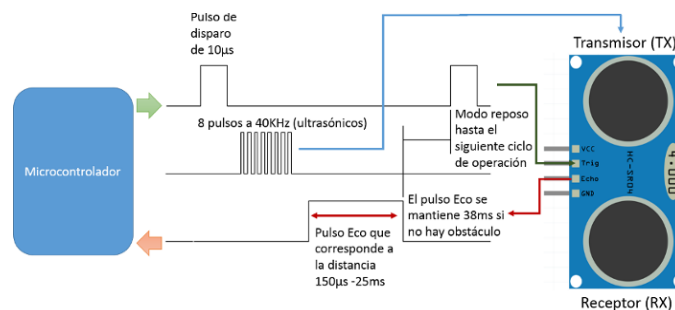


Figura 2 Diagrama de sincronización.

Como se muestra en la figura anterior, el microcontrolador recibe por parte del sensor una señal PWM, la cual representa el tiempo como se mencionó en el

punto 4, y para obtener la distancia se requiere del uso de la ecuación 1 la cual está escrita dentro del programa que se compila en el microcontrolador.

$$distancia (cm) = \frac{Ancho\ del\ pulso\ (\mu s)}{58} \quad (1)$$

### Área de Trabajo o Medición

Ahora bien, por otra parte, se encuentra el área de medición donde se realizaron las pruebas. Esta área precisa de una tabla a la cual se le colocaron hojas milimétricas con un largo máximo de 78 cm en donde se trazaron los ángulos del lóbulo de radiación mencionados anteriormente de 15° de color azul y de 30° de color rojo a partir del transmisor, así mismo, con la ayuda de una impresora 3D se fabricó un soporte para el sensor ultrasónico como se muestra en la figura 3. A las hojas milimétricas se les trazaron líneas cada centímetro para contar con una resolución más amplia y cómoda.

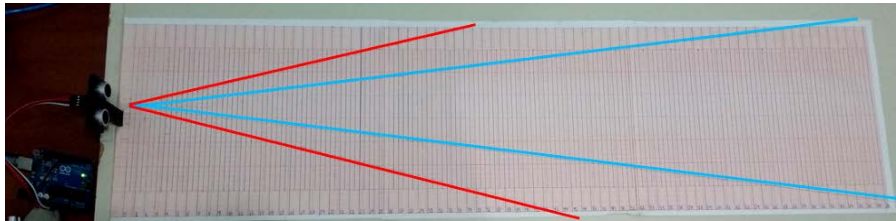


Figura 3 Área de medición con el lóbulo de radiación de 15° y 30°.

Como se puede observar en la figura 3, el lóbulo de radiación es amplio para trabajar en diferentes aplicaciones, sin embargo, presenta un problema al tratar de trabajar con dos o más sensores, puesto que el mismo lóbulo de radiación puede ser captado por otro sensor dando como resultado una lectura o medición errónea o no deseada, a este inconveniente que presenta el sensor se le conoce como *Cross-talking*, la figura 4 muestra un ejemplo de éste.

Como se puede observar en la figura de arriba, el sensor A emite ondas ultrasónicas las cuales son reflejadas en la superficie del objeto, dichas ondas que viajan de regreso, únicamente deberían ser captadas por el sensor A. Sin embargo, el sensor B y el sensor C también pueden captar las ondas emitidas por el sensor A.

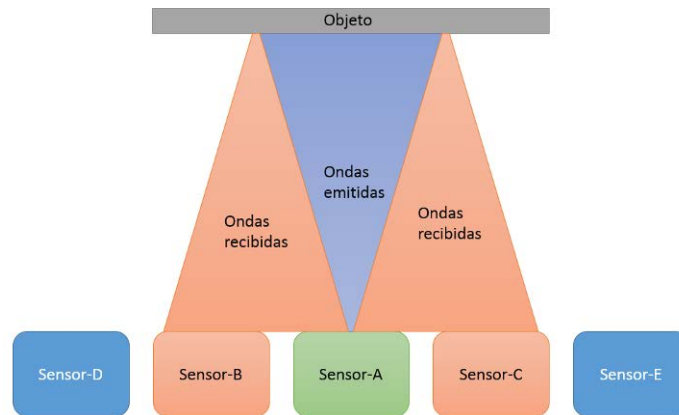


Figura 4 Fenómeno *Cross-talking*.

## Programación

Posteriormente, se realizó un pequeño programa en Arduino para el funcionamiento del sensor ultrasónico, que se muestra en la figura 5. El código utilizó una librería que facilita el uso del sensor.

```
Prueba_Ultrasonico3 Arduino 1.8.1
Archivo Editar Programa Herramientas Ayuda
Prueba_Ultrasonico3 $
#include "Ultrasonic.h"

Ultrasonic ultra_1(2,3,3600); // (Trig PIN,Echo PIN)

void setup()
{
  Serial.begin(9600);
  pinMode(13,OUTPUT);
}
void loop()
{
  Serial.print("Uno: ");
  Serial.print(ultra_1.Ranging(CM)); //CM or INC
  Serial.println(" cm ");

  if(ultra_1.Ranging(CM)<=40)
  {
    digitalWrite(13,HIGH);
  }
  else
  {
    digitalWrite(13,LOW);
  }
  delay(100);
}
```

Figura 5 Código de programación en Arduino.

La librería que se utilizó contiene todos los parámetros necesarios para el cálculo de la distancia ya sea en centímetros o en pulgadas.

## **Focalizadores**

Los focalizadores, como se describió previamente, son unos cilindros con un vaciado del diámetro de los transductores del sensor. Tiene esa forma debido a que únicamente se pensó en reducir el ángulo del lóbulo del receptor respetando las medidas de este. El material que se tomó en cuenta para la elaboración fue PVC (Policloruro de vinilo).

## **3. Resultados**

A continuación, se muestran los resultados obtenidos de las pruebas realizadas. Las pruebas constaron de tres etapas: en la primera etapa se realizaron mediciones con el sensor sin ningún redireccionamiento de sus ondas ultrasónicas, la segunda etapa se colocaron los focalizadores primeramente en el transmisor, posteriormente en el receptor y al final en ambos transductores; la tercera etapa consto de colocar focalizadores de longitudes que van desde 1cm a 5cm, en ambos transductores. Debido a que no se cuenta con el equipo necesario para conocer la emisión de las ondas ultrasónicas, se trabajó únicamente con el lóbulo de recepción, el cual proporcionara información de cómo se comporta el sensor con los focalizadores.

### **Primera Etapa**

Como se mencionó, en esta etapa se colocó el sensor en un soporte y se realizaron pruebas para encontrar el lóbulo de recepción del sensor. Como resultado se obtuvo la figura 6, donde se pueden observar marcas de donde el sensor comenzaba a detectar presencia, no a medir distancia. En la figura 6a se muestran las marcas de que el sensor detectó objetos, mientras que en la figura 6b se aprecia un promedio de estas marcas puesto que fueron diferentes objetos los cuales se utilizaron para estas mediciones. Cabe mencionar que las marcas que aparecen en el centro de la figura 6 corresponden a otras mediciones que se mostraran más adelante. De igual manera, la figura 6 muestra únicamente un acercamiento de 0 a 25 cm, donde la mínima distancia detectada fue de 3 cm. En la figura 7 se muestra el área completa del lóbulo de recepción.

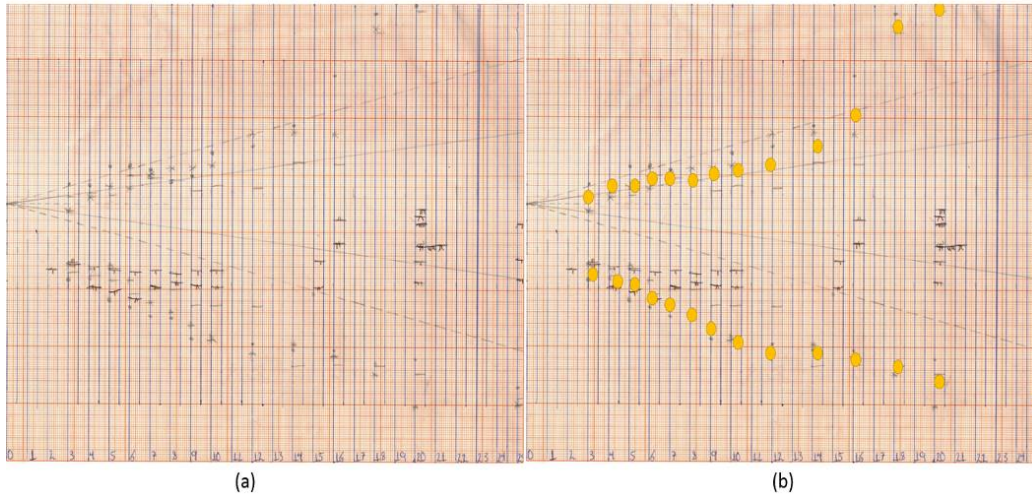


Figura 6 Marcas de detección; promedio de las marcas de detección.

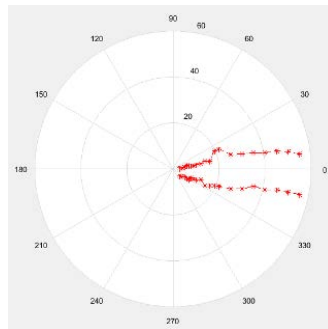


Figura 7 Lóbulo del receptor del sensor.

La figura 7 muestra un lóbulo de radiación obtenido hasta una distancia de 55cm debido a que, a partir de esa medida, las ondas ultrasónicas quedan fuera del área de trabajo y no se pueden medir. De igual manera, se puede observar que el ángulo eficiente de medición de  $15^\circ$  propuesto por el fabricante resulta correcto para las mediciones.

### Segunda etapa

En esta etapa se colocó un focalizador de 1cm de longitud en el transmisor del sensor y se realizaron pruebas de detección y mediciones de distancias para conocer como afectaba en la emisión de las ondas ultrasónicas, posteriormente se repitió lo mismo pero con un focalizador en el receptor y por último en ambos transductores, como se observa en la figura 8.

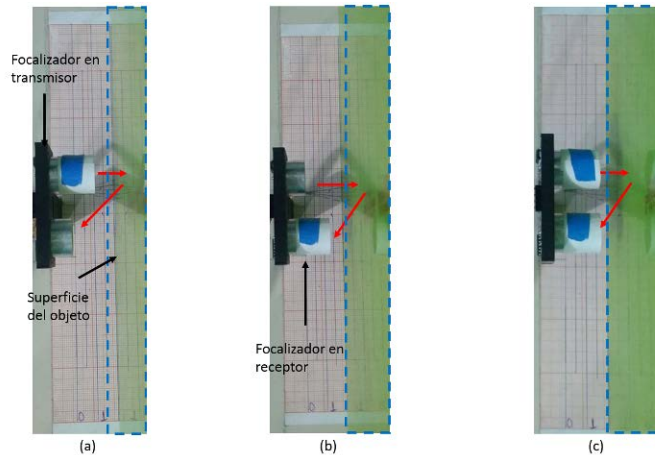


Figura 8 Focalizadores en: transmisor, emisor y ambos transductores.

Al colocar un focalizador, ya sea en el transmisor o en el receptor, no influye en la detección o medición como si ambos lo tuvieran puesto. Se observó que, a pequeñas distancias, el valor medido no concuerda con el valor real, sin embargo, a distancias mayores de 10 cm, las lecturas de medición se comportan de manera estable. Esta prueba se realizó con un focalizador de 2 cm, obteniendo resultados similares. El lóbulo de recepción por otro lado, se vio afectado considerablemente haciéndolo más compacto a comparación del lóbulo normal. Tanto el lóbulo de recepción con el focalizador de 1 cm y el de 2 cm se asemejan en resultados. Por lo que en la figura 9 se muestra el promedio de ambos lóbulos.

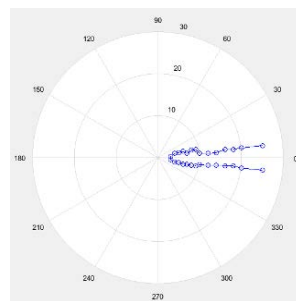


Figura 9 Lóbulo de recepción con un focalizador de 1 y 2cm.

A partir de esas pruebas, se procedió a colocar focalizadores de 3, 4 y 5 cm en ambos transductores. Las pruebas anteriores mostraron inestabilidad en la medición de cortas distancias, por lo que solo se tomaron tres medidas, 20, 40 y 78 cm. Esto con el fin de conocer el lóbulo de recepción del sensor, que es lo que



interesa. La figura 10 muestra los lóbulos de recepción de los focalizadores de 3, 4 y 5 cm.

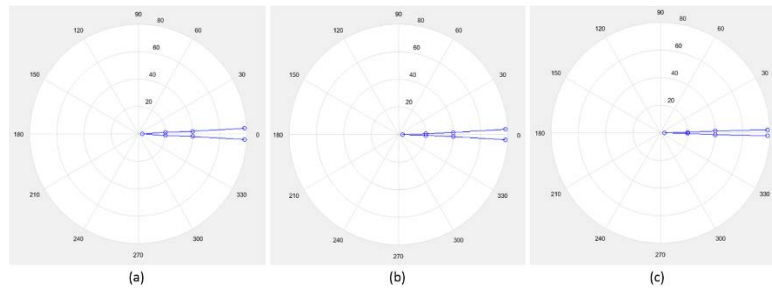


Figura 10 Focalizador de: 3, 4 y 5 cm.

Se puede observar que el focalizador de 5cm presenta mejores resultados que los demás, sin embargo, de igual manera tiene más problemas para medir distancias cortas. La figura 11 muestra una pequeña curva con tendencia de desviación en las mediciones de distancias menores de 10 cm.

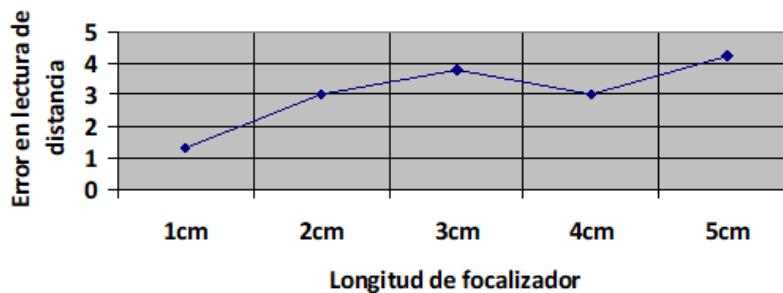


Figura 11 Desviación en medición de la distancia en función de la longitud del focalizador.

Observando la figura 11, se puede establecer que entre mayor sea la longitud del focalizador, mayor será el error en la medición de corta distancia. Esto se debe a que el sensor ultrasónico tiene una zona ciega en la cual es incapaz de medir con precisión. Esta zona ciega es “desplazada” de cierta forma por los focalizadores, dando lecturas erróneas cerca del sensor.

#### 4. Discusión

Como se mencionó con anterioridad, los sensores ultrasónicos son dispositivos que son muy útiles para la detección de objetos, medición de distancias, entre

otras aplicaciones, pero que presentan un problema cuando se requiere de dos más sensores. Se propone esta alternativa para ayudar a solucionar el problema del fenómeno de *Cross-talking*. Sin embargo, conlleva una parte contradictoria al implementar esta solución, la cual es la pérdida de resolución en la medición de distancias cortas, como se observa en la figura 11. La ventaja de este método es que permite trabajar a varios sensores juntos sin necesidad de adentrarse en la electrónica del sensor, dándole una mayor selectividad y confiabilidad.

## 5. Conclusiones

Se puede concluir diciendo que el método propuesto para la solución del fenómeno *Cross-talking* es eficiente para la detección de objetos que se encuentran a distancias considerablemente grandes, considerando que se encuentren dentro del rango de medición del sensor (2cm a 400cm).

La medición de distancia por otro lado, se ve afectada para las distancias cortas debido a la longitud de los focalizadores y la relación que existe entre su longitud y el error en la medición de la distancia real. Por lo que se debe tener en cuenta el tipo de aplicación para la cual se desea utilizar este método.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Bosch, I., Gosálbez, J., Miralles, R., Salazar, A. & Vergara, I., Mejora de la Detección y Caracterización de Materiales con un Sistema Automático de Ultrasonidos. Departamento de Comunicaciones Universidad Politécnica de Valencia, 2004.
- [2] Jiménez J. A., & González J. J., Sistema Doble Umbral para el Incremento de la Directividad en un Sensor Ultrasónico. Revista Avances en Sistemas e Informática, Vol.5 No.2, Facultad de Minas, Universidad Nacional de Colombia sede Medellín, Colombia, Medellín, junio de 2008.
- [3] NASA, Ultrasonic Testing of Aerospace Materials, 2007, URL: [klabs.org/DEI/References/design\\_guidelines/test\\_series/1422msfc.pdf](http://klabs.org/DEI/References/design_guidelines/test_series/1422msfc.pdf)  
Fecha de acceso: marzo 27 de 2008.
- [4] Shirley P. An introduction to ultrasonic sensing. Sensors, Vol.6, N° 11, 1989.

# **ANÁLISIS DEL MÉTODO DE CORRIMIENTO DE FASE PARA ESCANEADO Y RECONSTRUCCIÓN 3D DE OBJETOS**

***Carlos Alberto Ramos Arreguin***

Universidad Autónoma de Querétaro

*arreguin77@gmail.com*

***Juan Carlos Moya Morales***

Universidad Autónoma de Querétaro

*moyajc@gmail.com*

***Rodrigo Escobar Diaz Guerrero***

Universidad Autónoma de Querétaro

*rodediazg@gmail.com*

***Jesús Carlos Pedraza Ortega***

Universidad Autónoma de Querétaro

*caryoko@yahoo.com*

## **Resumen**

En el presente trabajo se muestra el análisis realizado al método de corrimiento de fase utilizado para el proceso de escaneo y reconstrucción de objetos 3D. El análisis se enfoca en el algoritmo de 3 pasos, y se analizan características del proceso de digitalización en objetos virtuales, así como en objetos reales, realizando consideraciones para cada uno de los procesos, ya que principalmente en el escaneo de objetos reales. Los diferentes factores externos pueden provocar inconsistencias en la representación 3D final. El brillo del proyector es uno de los primeros factores que se consideran para su análisis, ya que este puede generar discontinuidades en el patrón de franjas, brillo irregular en la superficie del objeto, lo que hace el proceso de desdoblamiento de fase más complicado de resolver. Por ello, se propone una estrategia que permita reconstruir un objeto con un algoritmo de desdoblamiento de fase sencillo, analizando los parámetros en los dispositivos de la etapa de adquisición.

**Palabras Claves:** Corrimiento de fase, desdoblamiento de fase, escaneo, perfilometría, reconstrucción.

## **Abstract**

*This paper shows the phase shifting method analysis, which one is used to the scan and 3D reconstruction. The analysis is focused on the 3-step algorithm and the goal characteristics about the 3D scan on virtual and real objects, we perform some considerations for each process because mainly at the 3D real objects scan. There are a lot of external factors that can do non-uniform results at 3D final object, the bright from projector is the firstly factor considerate for the analysis and the same form the scene captured by de camera because the camera calibration processes are required. After the 3D scan results with simple phase unwrapping are showed.*

**Keywords:** *Digitalize, phase shifting, phase unwrapping, profilometry, scanning.*

## **1. Introducción**

La reconstrucción digital es el proceso por el cual se obtiene la representación de un objeto en un sistema computacional teniendo como entradas una o varias vistas 2D, manteniendo las características físicas reales del objeto (dimensiones, volumen y forma [Vilá, 2009].

En los últimos años, el análisis de la técnica de franjas ha logrado aumentar la velocidad y la resolución en la perfilometría 3D. Por ejemplo, un solo patrón de franjas podría ser usado para recuperar la forma 3D usando el método de la transformada de Fourier. Sin embargo, está limitado a medir superficies que son suaves en geometría y textura. Otro método es el de la luz láser o interferencia de luz blanca para generar patrones sinusoidales y han sido extensivamente utilizados en la perfilometría de alta precisión. Aunque los sistemas de láser e interferencia tienen alta precisión, requieren ajustes mecánicos que hacen muy lenta su medición [Zhang, 2013]. Por lo anterior la técnica de patrones de franjas, se ha convertido en una de las áreas de investigación más demandadas en el campo de la metrología óptica, con el objetivo de obtener la información

tridimensional de una superficie u objeto y representarla en un sistema computacional. Ésta técnica tiene diversos campos de aplicación: aplicaciones biomédicas tales como mediciones dentales [Chen, 2005], obtención de imágenes no invasivas y monitoreo de deformaciones de la pared vascular [Genovase, 2006], medición de la forma del cuerpo humano, entre otros. Independientemente del método, la proyección de franjas se implementa de la siguiente manera: en primera instancia se proyectan patrones definidos sobre un objeto, la forma del objeto crea distorsiones en el patrón, donde la escena generada objeto más patrón se captura desde una cámara digital en un ángulo  $15^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$ , por último, se procesa las imágenes con alguna técnica de distorsión. Cabe mencionar que es posible realizar o diseñar diferentes tipos de patrones, como lo son: líneas verticales u horizontales, líneas diagonales, cuadros, rombos, entre otros.

En trabajos previos, se ha buscado minimizar las discontinuidades de la imagen capturada ocasionadas por la luz del proyector, luz natural, reflexión, material del objeto, entre otros. Debido a esto es necesario procesar la escena adquirida para representar el objeto 3D de una manera más precisa [Moya et al, 2012].

Los proyectores modernos usualmente aplican una gamma no lineal decodificando el proceso automáticamente con valores  $\gamma = 2.2 - 2.6$  [Wang et al, 2010].

Otra técnica recientemente propuesta, es utilizar 5 patrones binarios, tres para calcular la fase envuelta; y la intensidad promedio combinada con los dos patrones adicionales para determinar el orden de la franja pixel por pixel en el dominio de la fase [Hyun, 2017].

La innovación de este trabajo es un análisis en la etapa de reconstrucción para obtener una imagen compuesta del objeto con los patrones de franjas, para disminuir el post-procesamiento de la imagen y aplicar el algoritmo de desdoblamiento de fase.

## **2. Métodos**

### **Perfilometría por Corrimiento de Fase o PSP**

Los algoritmos de PSP son ampliamente utilizados en mediciones ópticas debido a sus numerosas ventajas, “point-by-point measurement” (lo que permite la

resolución espacial a nivel de píxel-cámara), menor sensibilidad a las variaciones de reflectividad de la superficie, facilitando la medición de objetos muy complejos con fuertes variaciones de textura, y menor sensibilidad a la luz ambiental [Peng et al, 2005], [Zhang et al, 2010], [Ekstrand et al, 2013].

Existen diversos métodos para el corrimiento de fase en los que destacan; “three-step”, “four-step” y “double three-step”. Estos métodos difieren en la cantidad de imágenes de entrada que se tendrán, el “three-step” tendrá 3 imágenes, el “four-step” tendrá 4 y así consecutivamente. Para obtener la información de un objeto es necesario encontrar la fase, la fase contendrá la información necesaria para su reconstrucción tridimensional.

En general, el desplazamiento de fase de “N-step” con fases iguales se puede describir por la ecuación 1.

$$I_k(x, y) = I'(x, y) + I''(x, y)(\cos 2\pi f_0 x + \varphi(x, y)) \quad (1)$$

Donde  $I_k(x, y)$  indica el patrón sinusoidal que se proyectará al objeto,  $I'(x, y)$  y  $I''(x, y)$ ; definen la intensidad de las franjas con valores dentro del rango de 0 y 1. La frecuencia  $f_0$  representa el número de franjas que forma el patrón de proyección,  $x$  representa el tamaño de la imagen de proyección,  $\varphi$  es la fase que tendrá el patrón generado y se determina conforme a la ecuación 2, donde puede adquirir valores entre 0 y  $2\pi$ .

$$\varphi(x, y) = \frac{2\pi}{T_k} \quad (2)$$

El resultado de los patrones del algoritmo “three-step” contiene el menor número de imágenes a procesar (Li et al, 2013), donde se tiene un valor de  $\varphi=2\pi/3$ , por lo que en la práctica los ángulos de desplazamiento suelen ser  $120^\circ$ ,  $0^\circ$  y  $-120^\circ$  [Guzhov et al, 2012], como se ilustra en la figura 1.

Ya obtenidos los patrones estos son proyectados al objeto el cual se requiere capturar en computadora, un ejemplo de ello se muestra en la figura 2, donde se puede observar la deformación del patrón al contacto con el objeto virtual. El objeto utilizado en este caso como ejemplo ilustrativo es creado en computadora.

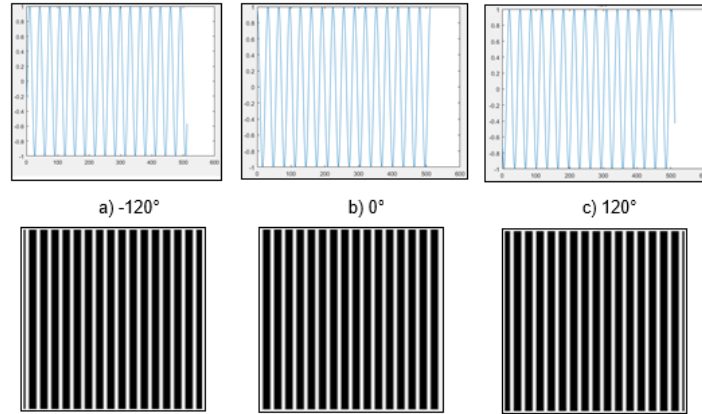


Figura 1 Cambios de fase representados de forma sinusoidal y patrón de franjas.

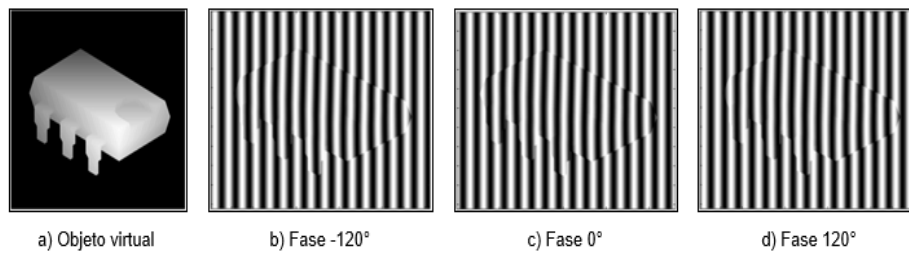


Figura 2 Patrones de franjas proyectados a objeto virtual.

### Envolvimiento y Desdoblamiento de Fase

Existen 2 etapas fundamentales para el tratamiento de la fase, el envolvimiento de fase y el desdoblamiento de fase. El envolvimiento de fase es el proceso que determina los valores de la fase en un rango de  $0$  a  $2\pi$ . El desdoblamiento de fase es el proceso en el que se remueve la discontinuidad de  $2\pi$  para generar un mapa de fase suavizado [Huang, 2006].

Cómo se muestra en la figura 3 la fase obtenida por lo general supera los valores de amplitud de  $-\pi$  a  $\pi$  por lo que se envuelve la fase y así se obtienen valores de  $-\pi$  a  $\pi$ .

Se puede expresar matemáticamente el envolvimiento de fase con la ecuación 3.

$$x_w(n) = W\{x(n)\} \quad (3)$$

La función de fase  $\varphi(x,y)$  presenta discontinuidades con saltos de  $2\pi$  para variaciones mayores de  $2\pi$ . Estas discontinuidades se pueden corregir sumando o restando  $2\pi$  dependiendo de si el salto de fase va de  $\pi$  a  $-\pi$  o viceversa.

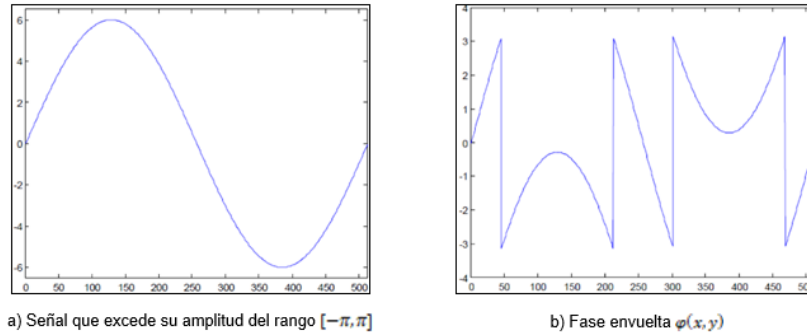


Figura 3 Fase continua y fase envuelta [Gdeisat et al, 2012].

Existen algoritmos digitales (phase-unwrapping) que se emplean para corregir las discontinuidades de fase. Los algoritmos de desdoblamiento de fase aplicados al análisis de franjas se pueden categorizar en 2 grandes grupos. Los temporales (temporal phase unwrapping) y los espaciales (spatial phase unwrapping). Los métodos temporales son generalmente eficaces y robustos, pero requieren “multi-frames” de fase envuelta a lo largo de la dimensión del tiempo; los principales algoritmos de desdoblamiento de fase temporal son “dynamic unwrapping method”, “multifrequency method” y “heterodyne method” por otra parte los métodos espaciales tienen menos restricciones, pero es un reto hacer frente a las regiones disjuntas y discontinuidades inmersas en la fase; los principales algoritmos de esta rama son: “Goldstein’s method”, “quality-guided”, “Flynn’s method” y “minimum Lp-norm method” [Zhao et al, 2011].

El mapa de fase del ejemplo de la figura 2 obtiene empleando la ecuación 4 y su resultado se aprecia en la figura 4.

$$\phi(x, y) = \tan^{-1} \left( \sqrt{3} \frac{I_3(x, y) - I_2(x, y)}{2I_1(x, y) - I_2(x, y) - I_3(x, y)} \right) \quad (4)$$

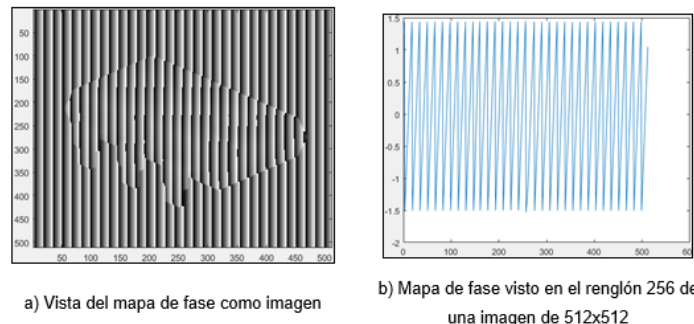


Figura 4 fase envuelta del objeto virtual.



En la figura 4b se aprecia que los valores máximos y mínimos de la fase envuelta se encuentran en rango  $[-1.5, 1.5]$ , por lo que es necesario normalizar los valores a un rango  $[-\pi, \pi]$ , para ello es necesario multiplicar la fase envuelta por  $\pi$ . El resultado de la normalización se aprecia en la figura 5.

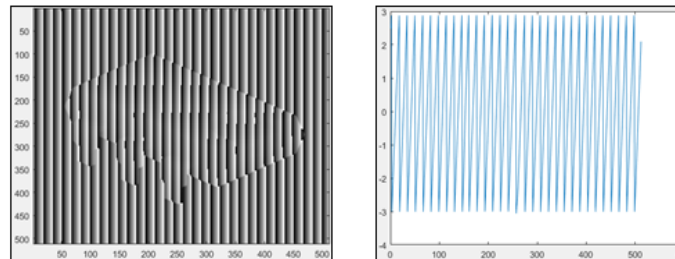


Figura 5 Mapa de fase normalizada.

Normalizados los valores de la fase envuelta, se aplica un algoritmo de desdoblamiento de fase, para el ejemplo se emplea “Itoh tradicional” [Itoh, 1982], ecuación 3, el cual desenvuelve las filas una por una para verificar la discontinuidad entre los valores de la fila, seguido por un desenrollado en las columnas (igual una por una). El algoritmo inverso primero desenvuelve las columnas y después las filas.

El resultado al desenvolver la fase es un plano inclinado visto en 3D, dónde al girar la imagen se puede apreciar ligeramente la forma del objeto, figura 6. Por último, para obtener el objeto tridimensional se debe obtener el mapa de fase del plano de referencia con los patrones de franjas proyectados; para ello es necesario retirar el objeto, figura 7.

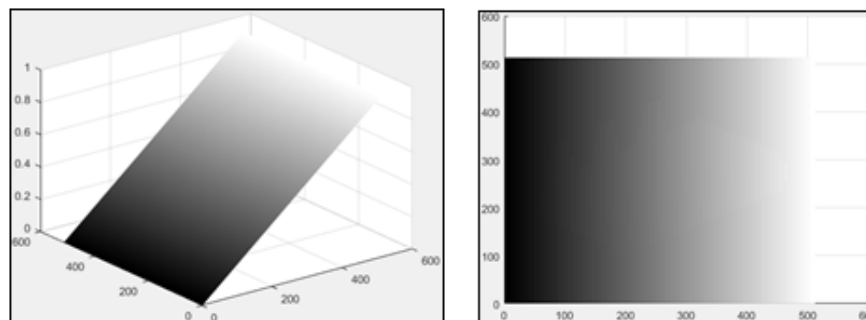


Figura 6 fase desenvuelta.

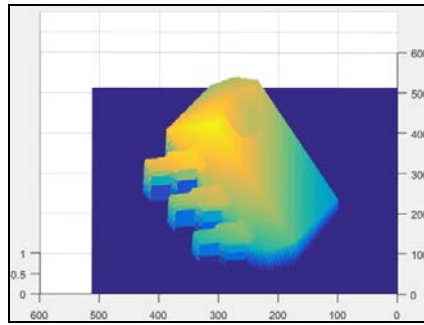


Figura 7 Obtención del objeto 3D.

Las etapas anteriormente descritas para la reconstrucción digital de un objeto virtual, son representadas por la figura 8. Dónde las etapas marcadas en color negro, son procesos en los cuáles dependiendo los resultados previos sea necesario pasar a la etapa inicial para un cambio en la configuración del sistema.

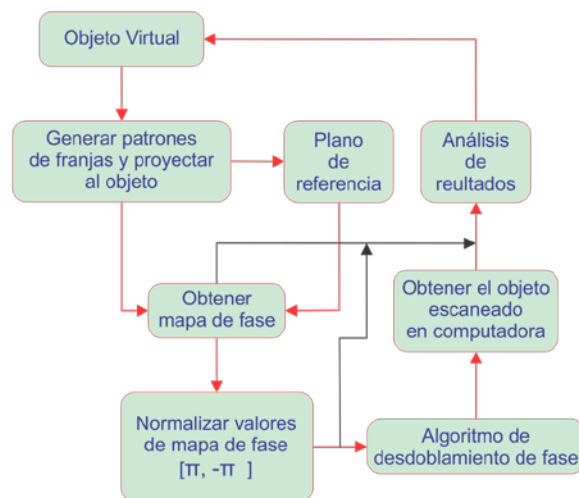


Figura 8 Etapas de reconstrucción tridimensional de objetos virtuales.

### 3. Resultados

Anteriormente se ha descrito los pasos para realizar el escaneo y reconstrucción computacional de un objeto 3D, como ejemplo un objeto tridimensional. A continuación, se describe una prueba con objetos reales, así como las etapas necesarias para llevar a cabo la reconstrucción digital de un objeto real. El proceso se muestra en la figura 9, posteriormente se detalla el desarrollo de cada etapa, así como las pruebas y resultados obtenidos.

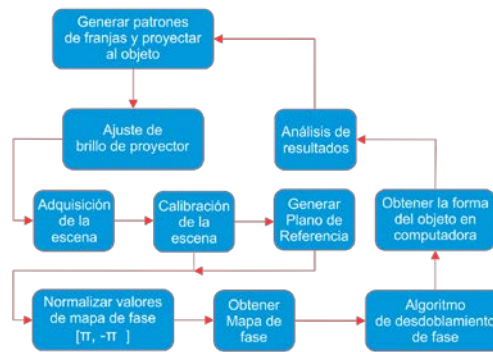


Figura 9 Etapas de reconstrucción tridimensional de objetos reales.

La primera etapa consiste en la generación del patrón de franjas con corrimiento de fase de  $0^\circ$ ,  $-120^\circ$ , y  $120^\circ$ , como la figura 1, y proyección del mismo al objeto. El resultado se aprecia en la figura 10, dónde los patrones son proyectados a un objeto real.



a) Objeto real sin franjas



b) Objeto con franjas proyectadas

Figura 10 Objeto Real.

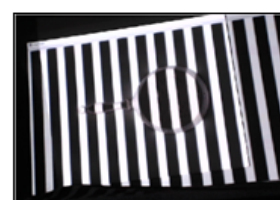
Es necesario ajustar el brillo generado por la luz del proyector, ya que es posible que se generen reflexiones de luz en el objeto, como se aprecia en la figura 11, por lo que la captura de la escena provoque resultados incorrectos.



a) Valor de intensidad del brillo 50%



b) Valor de intensidad del brillo 25%



b) Valor de intensidad del brillo 0%

Figura 11 Ajuste de la intensidad de luz del proyector.

La adquisición de las imágenes con los cambios de fase en el patrón de franjas, se realiza por medio de una cámara web y sus características son enlistadas en la tabla 1. Las características principales del dispositivo proyector de luz (DLP) empleado se enlistan dentro de la tabla 2.

Tabla 1 Logitech HD Pro Webcam C920.


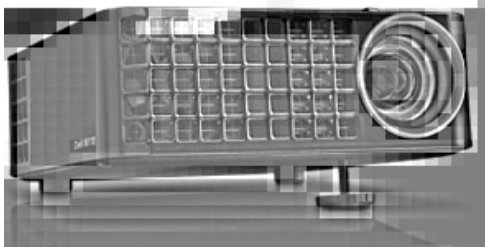
Video Full HD (1920x1080)	
Sensor de 3 MP para fotografía escalado a 15 MP por software	
Frecuencia de Cuadro 30 fps 1080p	
Campo Visual 78°	
Longitud Focal 3.67 mm	
Enfoque Automático	

Tabla 2 Especificaciones técnicas dispositivo DLP.

Marca: Dell M115HD	
Brillo: 450 lúmenes máx	
Resolución: WXGA(1280x800)	
Distancia de proyección: 0.76m – 2.58m	
Fuente de luz: LED	
Apertura: F/2.0	
Longitud focal: f = 14.95 mm	
Tamaño de diagonal de pantalla: 30" ~ 80"	

Una vez adquiridas las tres escenas necesarias para utilizar el método “three-step PSP”, es necesario llevar a cabo una calibración en cada una de ellas de manera que el patrón de franjas tenga un ángulo de 90°, figura 12.

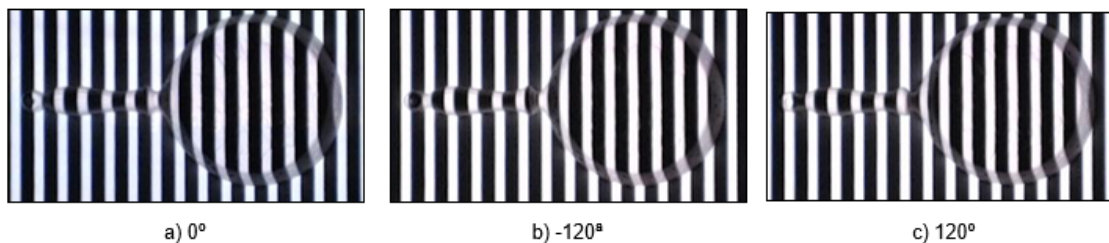


Figura 12 Escenas calibradas.

Ya que se tienen las escenas debidamente calibradas, se calcula el mapa de fase y se normalizan sus valores máximos y mínimos, figura 13. Así mismo, se

construye el patrón de referencia de sin objeto para cada imagen y de igual manera se obtiene el mapa de fase del plano de referencia, figura 14. A este procedimiento se le suele llamar preparación de la fase envuelta antes de aplicar el algoritmo de desdoblamiento. Por último, se realiza la diferencia entre la fase desenvuelta del objeto y la fase desenvuelta del plano de referencia para representar el objeto tridimensionalmente reconstruido en computadora.

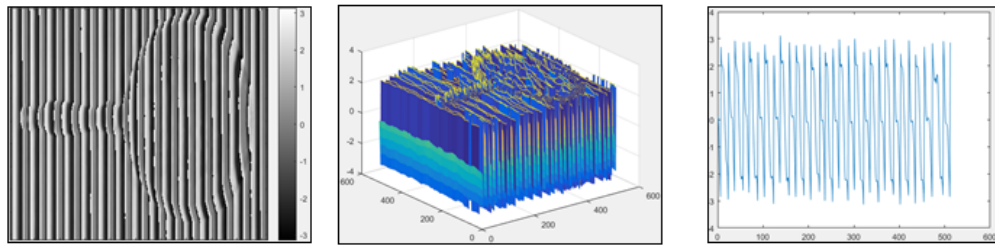


Figura 13 Fase envuelta del objeto real.

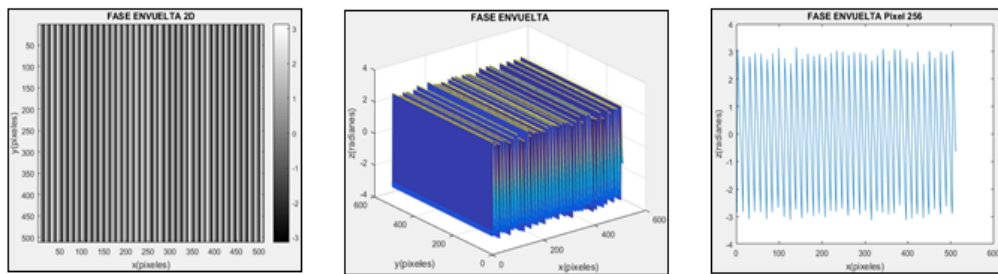


Figura 14 Fase envuelta del plano de referencia.

Por último, ya que se normalizó el mapa de fase con valores entre  $[-\pi, \pi]$ , se aplica el algoritmo de desdoblamiento de fase, ecuación 3. La figura 15 muestra la fase desenvuelta y la representación del objeto real en computadora.

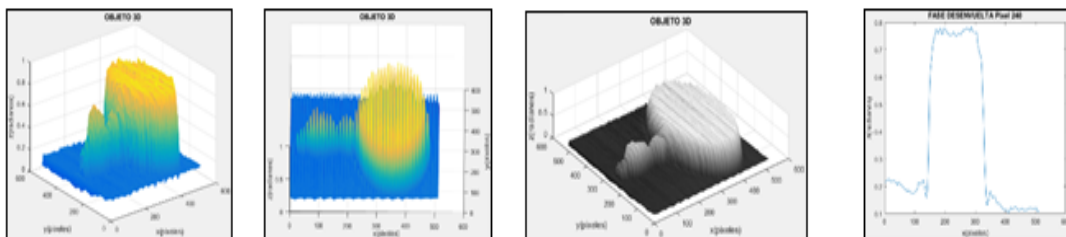


Figura 15 Reconstrucción del Objeto.

El objeto de prueba mide 280x154x30 mm (x, y, z). La imagen se normaliza a 512x512 píxeles. Por lo tanto, la resolución espacial del objeto utilizado es de 3.06 píxeles/mm en el eje x, y 2.79 píxeles/mm en el eje y. Para el eje z, los valores son normalizados entre 0 y 1, donde el valor mínimo de z es 0 (0 mm) y el valor máximo 30 mm.

El sistema empleado se ilustra en la figura 16a, donde se puede observar un ambiente controlado para no tener afectaciones por la luz natural, la posición del cañón y la cámara se colocan de manera vertical; figura 16b, con el objetivo de minimizar la generación de sombras en la escena.

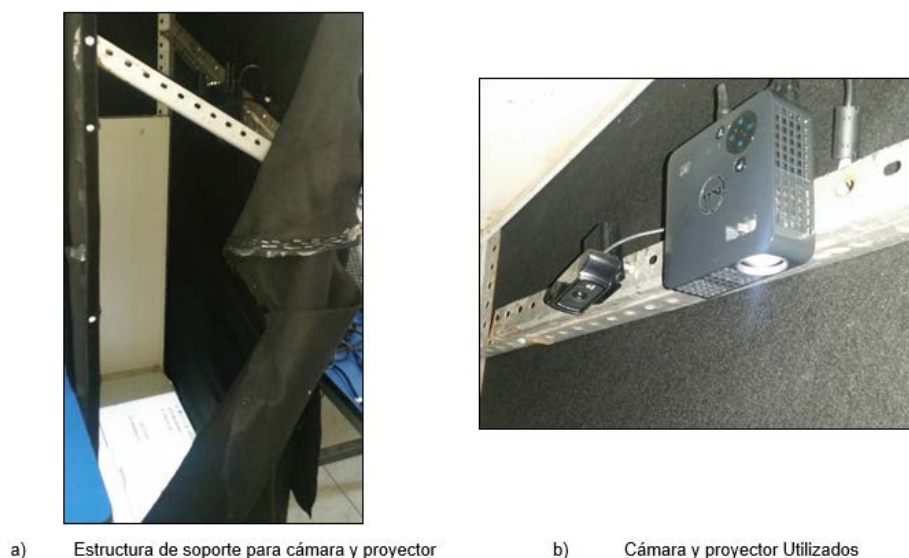


Figura 16 Sistema de proyección y captura.

#### 4. Discusión

Cuando se tienen objetos virtuales, los cuales son diseñados en un software tipo CAD, se observa que la obtención de su reconstrucción no es afectada por factores ajenos como la luz o sombras. También es sencillo proyectar el patrón de franjas y llevar a cabo su corrimiento de fase para obtener el mapa de fase o fase envuelta, así mismo, no es necesaria la etapa de calibración de la imagen, ya que el patrón de franjas permanece con un ángulo de 90°.

A diferencia de los objetos virtuales, cuando se tiene objetos reales, influyen diversos factores cómo la luz, sombras y deformación de la imagen capturada

debido al lente del dispositivo de adquisición (cámara digital). La calibración se lleva a cabo por medio de un software editor de imágenes, como por ejemplo el editor que se encuentra por defecto en el sistema operativo Windows 10. Cabe mencionar que fue necesario deshabilitar el autofocus de la cámara ya que este no podía enfocar claramente la escena, la resolución de las imágenes capturadas es de 640x480 píxeles.

En este trabajo se optó por una posición vertical de la cámara y el proyector, con el fin de minimizar reflexiones de luz y sombras. Se utiliza una estructura con la cual sea posible mantener los dispositivos de proyección y adquisición en la posición deseada.

En la obtención del objeto real se observa que el objeto tiene algunos picos que no fue posible suavizar por el método de desdoblamiento, ya que aún hay factores que impiden su correcta adquisición, como la distorsión de las franjas y la posición de interferencia de las mismas.

## **5. Conclusiones**

Implementar el algoritmo de three-step PSP a objetos virtuales, es la manera ideal del cómo obtener la reconstrucción de un objeto tridimensional. Sin embargo, con objetos reales, se encuentra con demasiados factores que ocasionan una reconstrucción errónea, como lo son: la luz natural, la intensidad de brillo del proyector, la cámara digital, sombras generadas por la altura de los objetos, entre otros. Por lo que surge la necesidad de trabajar en algoritmos previos o posteriores a la obtención del mapa de fase. Algunos aspectos previos a considerar previamente a obtener el mapa de fase son: la luz externa, el brillo del proyector, propiedades de la cámara que permitan una captura con el mínimo de errores, y así, obtener una fase envuelta lo más limpia posible.

Como trabajo a futuro se propone el diseño y desarrollo de un software, en el cual se implementen todas las etapas descritas para la reconstrucción de objetos reales, y así mismo, permita la generación del corrimiento de fase y proyección de forma automática, la calibración de la escena por medio de un algoritmo de transformación geométrica, incorporando la etapa de adquisición de imágenes y

configuración de las propiedades del dispositivo, con el objetivo de obtener una escena con el menor número de variaciones eliminando procesos previos y posteriores.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Chen L., C. Huang, Miniaturized 3D Surface profilometer using digital fringe projection, *Meas. Sci. Techn.* 16(5), pp. 1061-1068, 2005.
- [2] Ekstrand, L., Wang Y., Karpinsky N., and Zhang S., Superfast 3D Profilometry with Digital Fringe Projection and Phase-Shifting Techniques, *Handbook of 3D Machine Vision: Optical Metrology and Imaging (Vol. 16)*. CRC Press, pp. 233-252, 2013.
- [3] Gdeisat, M., & Lilley, F., One-Dimensional Phase Unwrapping Problem, 2012, Recuperado de Liverpool John Moores University: [http://www.ljmu.ac.uk/GERI/CEORG\\_Docs/OneDimensionalPhaseUnwrapping\\_Final.pdf](http://www.ljmu.ac.uk/GERI/CEORG_Docs/OneDimensionalPhaseUnwrapping_Final.pdf), 16 de noviembre de 2015.
- [4] Genovese K., C. Pappalettere, Whole 3D shape reconstruction of vascular segments under pressure via fringe projection techniques, *Opt. Laser Eng.* 44, pp. 1311-1323, 2006.
- [5] Huang, P. S., & Zhang, S., Fast three-step phase-shifting algorithm. *Applied optics*, 45(21), pp. 5086-5091, 2006.
- [6] Itoh, K., Analysis of the phase unwrapping algorithm. *Applied optics*, 21(14), pp. 2470-2470, 1982.
- [7] Hyun, J. S., & Zhang, S., Superfast 3D absolute shape measurement using five binary patterns. *Optics and Lasers in Engineering*, 90, pp. 217-224, 2017.
- [8] Li, B., Wang Y., Dai, J., Lohry, W., Zhang S., Some recent advances on superfast 3D shape measurement with digital binary defocusing techniques. *Optics and Lasers in Engineering*, 2013.
- [9] Moya Morales J. C., Ramos-Arreguín C. A., Sotomayor-Olmedo, A., Gorrostieta-Hurtadoa, E., Ramos-Arreguina, J. M., Pedraza-Ortega, J. C., & Vargas-Sotoa, J. E., A strategy for 3d object digitalization using pre-



- filtering and post-filtering stages. *Procedia Technology*, 3, pp. 273-281, 2012.
- [10] Peng, T., Gupta, S. K., & Lau, K., Algorithms for constructing 3-D point clouds using multiple digital fringe projection patterns. *J Comput Aided Design Appl*, 2, pp.737-746, 2005.
- [11] Vilá K., Arranz A., Alvar, M. Sánchez, Reconstrucción 3D de Modelos Utilizando Técnicas de Visión Artificial (Proyecto de Fin de Carrera) universidad Pontificia Comila, Escuela Técnica Superior de Ingeniería (ICAI), 2009.
- [12] Wang, Z., Nguyen, D. A., & Barnes, J. C., Some practical considerations in fringe projection profilometry. *Optics and Lasers in Engineering*, 48(2), pp. 218-225, 2010.
- [13] Zhang, S. (Ed.), Handbook of 3D machine vision: Optical metrology and imaging. CRC press, 2013.
- [14] Zhang, S., Van Der Weide, D., & Oliver, J., Superfast phase-shifting method for 3-D shape measurement. *Optics express*, 18(9), pp. 9684-9689, 2010.
- [15] Zhao, M., Huang, L., Zhang, Q., Su, X., Asundi, A., & Kemao, Q., Quality-guided phase unwrapping technique: comparison of quality maps and guiding strategies. *Applied optics*, 50(33), pp. 6214-6224, 2011.

# VOLTMETRO BLUETOOTH Y DESPLIEGUE EN SMARTPHONE

**Fernando Reyes Avilés**

Universidad Autónoma Metropolitana

*fera@azc.uam.mx*

**Carlos Avilés Cruz**

Universidad Autónoma Metropolitana

*caviles@azc.uam.mx*

## Resumen

La instrumentación electrónica ha tenido avances significativos tanto en precisión, tamaño, costos, comunicación inalámbrica y movilidad, principalmente. En el presente trabajo se analizó, desarrolló y se construyó un voltmetro basado en tarjeta de desarrollo arduino-UNO, con capacidad de medir hasta 4 voltajes en el rango de 0 a 5 V de cd, con una precisión de 5 mV y un tiempo de lectura-despliegue de 1000 ms. El despliegue de los voltajes leídos se lleva a cabo en un teléfono inteligente corriendo en sistema operativo android. La conexión entre el voltmetro y el teléfono inteligente se hace a través de Bluetooth. La aplicación desarrollada para el teléfono permite desplegar hasta 4 valores simultáneamente (4 canales). El prototipo desarrollado mide y despliega los voltajes en tiempo real y es de bajo costo.

**Palabras Claves:** Aplicaciones móviles, instrumentación, smartphone, voltímetro.

## Abstract

*Electronics instrumentation has made important progress in precision, size, cost, wireless communication and mobility. In this work, we have analyzed, developed and built a voltmeter based on Arduino UNO development card. The prototype has the following features: measures up to 4 nodal voltages, 5 mV precision and one second sampling for recording-displaying voltages. Measured voltages are transmitted to a smartphone via Bluetooth connection and displayed on it.*

*Smartphone application (running on Android operating system) allows displaying 4 voltage values at the same time (4 channels). Our proposal works on real time and it is a low-cost device.*

**Keywords:** *Instrumentation, mobile app, smartphone, voltmeter.*

## 1. Introducción

Los voltímetros tradicionales, ya sean analógicos o digitales, sólo permiten medir una diferencia de potencial (voltaje) a la vez, lo cual vuelve cansado y tardado las mediciones de los voltajes nodales de un circuito eléctrico relativamente grande. Por otro lado, los dispositivos móviles se han vuelto muy populares en los últimos años gracias a que permiten realizar una gran cantidad de tareas con simplicidad. Hoy en día, todo el mundo tiene un teléfono inteligente "smartphone" o tableta "tablet", por esta razón, se desarrolló una aplicación móvil que se comunica, a través de bluetooth, con una tarjeta de desarrollo Arduino UNO, con el fin de medir varios voltajes nodales, de un circuito eléctrico, a la vez. La facilidad de manipular la información, desde el punto de vista del usuario, que aparece en la pantalla de un dispositivo móvil, y la libertad para presentar información en ella, desde el punto de vista del desarrollador, hacen que los dispositivos móviles puedan ser usados como herramientas de trabajo eficaces. Gracias a la capacidad de la tarjeta Arduino UNO, de poder medir varios voltajes de manera simultánea, se pensó en utilizarlo de manera conjunta con un dispositivo móvil para agilizar el proceso de medición, y que de esta forma, no se invierta demasiado tiempo en este proceso.

En la figura 1 se presenta un diagrama general de la secuencia de pasos que se efectúan con el fin de tomar las mediciones de los voltajes nodales.

El proceso mediante el cual se miden los voltajes nodales, se recibe en el teléfono y se muestran en la pantalla del dispositivo móvil es el siguiente:

- El teléfono inteligente envía una solicitud de medición de voltajes a la tarjeta Arduino UNO mediante la aplicación Voltmetro Bluetooth.
- La tarjeta Arduino UNO recibe la solicitud, a través del módulo bluetooth, y mide los voltajes nodales del circuito eléctrico.

- El dispositivo móvil recibe los datos enviados por el Arduino UNO y los coloca en pantalla.

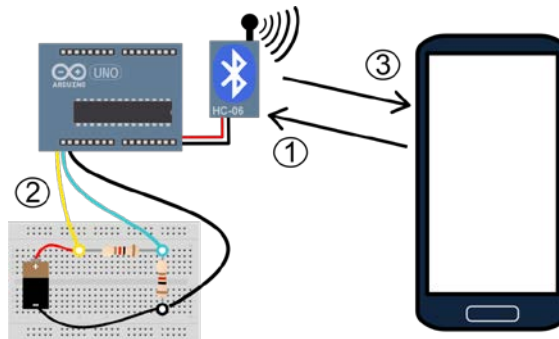


Figura 1 Esquema general del voltmetro bluetooth.

En la figura 2a se muestra una captura de pantalla de la aplicación Voltmetro Bluetooth, la cual contiene tres botones: “Conectar”, “Muestreo Simple” y “Muestreo Continuo”, y 4 cajas de texto. El botón Conectar, se encarga de buscar el módulo bluetooth del Arduino, para posteriormente conectarse con él para poder intercambiar información. En la figura 2b se muestra la ventana emergente que aparece cuando el adaptador Bluetooth del dispositivo móvil está apagado. En la figura 2c se observa la ventana emergente que aparece cuando la aplicación comienza la búsqueda de los dispositivos bluetooth disponibles. En ella se listan todos aquellos dispositivos que estén al alcance del dispositivo móvil.



(a) Pantalla principal de la aplicación

(b) Ventana emergente para el encendido del Bluetooth

(c) Ventana emergente de búsqueda de dispositivos

Figura 2 Pantalla de la aplicación en el teléfono inteligente.

La aplicación tiene dos modos de operación: “Muestreo Simple” y “Continuo”. En modo de “muestreo simple”, solamente se toma una medición de los voltajes cada vez que se oprime el botón “Muestro Simple”. En cambio, cuando el botón “Muestreo Continuo” es oprimido, se toma una medición de los voltajes cada 1000 ms, es decir, los voltajes desplegados en las 4 cajas de texto amarillas se actualizan una vez por segundo.

Se decidió, de forma arbitraria, que solamente se mostraran 4 mediciones simultáneas, pero en realidad no existe una limitante en cuanto al número de mediciones multiplexadas que se pueden tomar. Para aumentar dicha cantidad, solamente sería necesario modificar el circuito de medición, es decir extenderlo, y modificar la forma en la que se presentan los datos, es decir, la interfaz gráfica. La estructura general de la aplicación, la cual se describe a detalle en las siguientes secciones.

### **Estado del Arte**

Los dispositivos móviles se han vuelto muy populares en los últimos años gracias a que permiten realizar una gran cantidad de tareas con simplicidad. La facilidad de manipular la información que aparece en la pantalla de un dispositivo móvil hace que los dispositivos móviles se puedan usar como herramientas de trabajo eficaces.

Con respecto al estado del arte de éste tipo de dispositivos, comercialmente se venden voltímetros con aplicaciones muy específicas, tal es el caso del voltímetro para medir el voltaje en una batería de automóvil [WirelessMultimeter, 2016] el cual se conecta vía bluetooth a un dispositivo teléfono inteligente (smartphone) con la limitante que solo se puede desplegar una medida de voltaje (un solo canal), con alto costo. Por otro lado, se tiene a la venta un multímetro de la reconocida marca Fluke [Fluke, 2013] para realizar medidas inalámbricas, en este caso se tienen que comprar dos dispositivos, uno para realizar la medición y otro para el despliegue; en este caso el despliegue se lleve a cabo en un dispositivo desarrollado por la empresa Fluke. El costo de éste multímetro es alto, con la limitante que no se puede desplegar la información que en el mismo dispositivo.

Se tiene un trabajo de tipo académico [Malik, 2010] en el que se desarrolló un voltímetro digital inalámbrico (Wireless digital voltmeter), la principal desventaja de éste desarrollo radica en la utilización de dispositivos de gran volumen para la conexión inalámbrica, provocando mayor consumo de corriente y voltaje, usa una batería de gran tamaño y realmente no es muy portátil; si bien se puede desplegar la información en un dispositivo móvil, el dispositivo que hace las mediciones es de gran volumen y peso.

[Whong, 2017] desarrolló un multímetro de dos canales que permite medir voltaje, corriente y resistencia. Este multímetro envía las lecturas tomadas vía bluetooth a un dispositivo móvil iOS o Android. Otro ejemplo de un multímetro que utiliza un dispositivo móvil para mostrar la interfaz de usuario es el desarrollado por [Wang, 2013]. Este multímetro se comunica vía USB con el dispositivo móvil. Permite medir voltaje, corriente, resistencia, continuidad, capacitancia, frecuencia y temperatura.

Bluetooth Multimeter es un multímetro de un canal desarrollado por [Seedstudio, 2013]. Este multímetro se comunica inalámbricamente con un dispositivo móvil para mostrar las lecturas obtenidas. Permite medir voltaje, corriente y resistencia.

## **2. Métodos**

El voltímetro se construyó con una tarjeta de desarrollo Arduino UNO, un circuito de referencia y un módulo Bluetooth, figura 3. La tarjeta Arduino UNO contiene un convertidor Analógico Digital (ADC) de 10 bits. El rango de conversión del ADC es de 0 a 5 V. Este convertidor puede manejar 6 entradas analógicas (de manera multiplexada) conocidas como canales analógicos, identificados en la tarjeta con las etiquetas A0, A1, A2, A3, A4 y A5.

Para transmitir los datos por medio del módulo bluetooth, se utilizó un módulo con matrícula HC-06. El Arduino UNO se conecta al módulo bluetooth por medio de las entradas TX y RX. En [Mok, 2011] se describe a detalle la forma de conectar el Arduino y módulo bluetooth. Ya que la transmisión hacia el módulo bluetooth es serial, no se necesita utilizar ninguna biblioteca ni sentencia especial para enviar los datos al dispositivo móvil

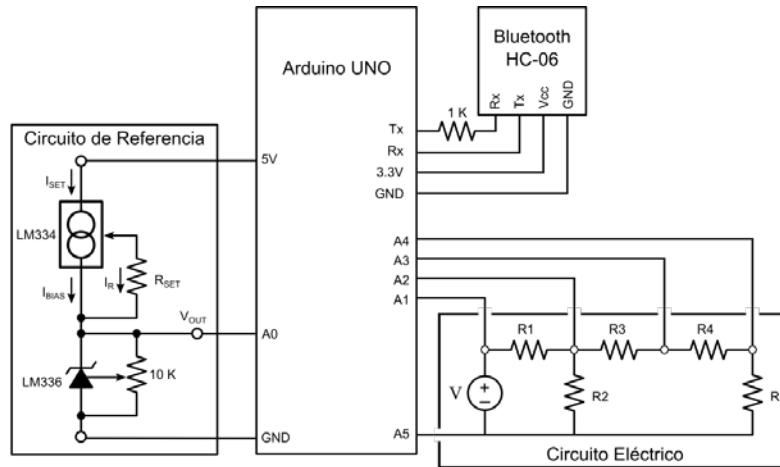


Figura 3 Circuito electrónico del instrumento de medición basado en Arduino-UNO.

La forma de medir voltajes por medio del Arduino es muy fácil. Sólo se debe conectar alguno de los 4 canales disponibles a algún nodo del circuito eléctrico que se está examinando. Una vez que se han conectado los canales del Arduino a los puntos en los que se desea medir voltaje, se debe presionar, en el dispositivo móvil, alguno de los botones de muestreo. Cuando las mediciones están listas y se envíen, se recibirá una cadena de la siguiente forma: ch1, ch2, ch3, ch4.

El ADC de la tarjeta Arduino UNO tiene 10 bits de resolución, es decir, los voltajes analógicos que mide los convierte en datos digitales en el intervalo [0, 1023]. Una vez que se mide un voltaje en el circuito eléctrico, se ajusta de acuerdo a la lectura que se obtiene del circuito de referencia, ya que el circuito de referencia genera un voltaje constante de 2.5 V.

Por ejemplo, si en un nodo del circuito se obtiene una lectura digital de 226, y de la salida del circuito de referencia se obtiene una lectura digital de 512, el voltaje medido en el nodo del circuito se ajusta de la siguiente forma:

$$\text{voltaje nodal} = \frac{226}{512} \times 2.5 \text{ V} = 1.104 \text{ V}$$

### Desarrollo de la Aplicación en el Teléfono Inteligente

La aplicación se desarrolló para el sistema operativo Android, siguiendo el patrón de programación Modelo-Vista-Control. Para construirla, se necesitó un conjunto de clases, los cuales se muestran en la figura 4.

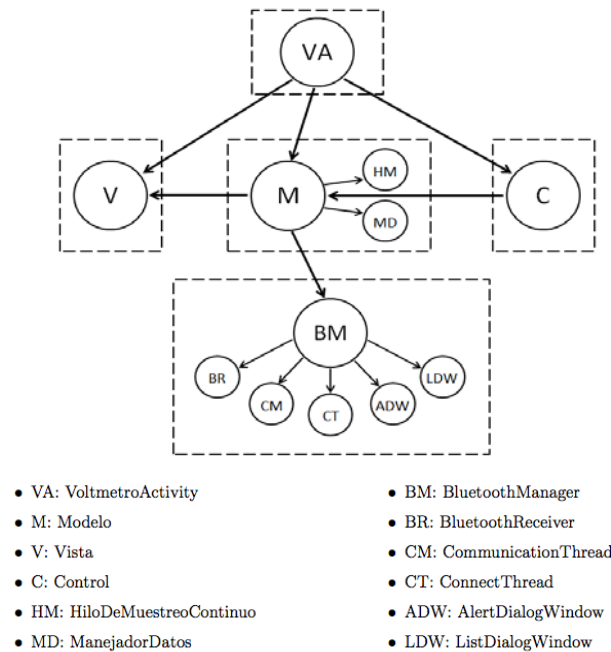


Figura 4 Diagrama a bloques de las clases usadas en la aplicación bajo el paradigma *Modelo-Vista-Control*.

*VoltmetroActivity* es la única *Activity* de la aplicación. El objeto, de tipo *VoltmetroActivity*, se encarga de crear a los tres objetos principales de la aplicación (los que manejan la aplicación) *Modelo*, *Vista* y *Control*. La aplicación sólo tiene una pantalla, es por eso que sólo se utilizó una *Activity*.

*Modelo* es un conjunto de clases, conformado por *Modelo*, *HiloDeMuestreoContinuo* y *ManejadorDatos*, que contiene toda la lógica necesaria para administrar el estado de la aplicación. Los objetos de tipo *VoltmetroActivity*, *Control* y *BluetoothManager*, le informan al objeto de tipo *Modelo* sobre los cambios que ocurren en la aplicación y éste toma las decisiones de lo que ocurrirá a continuación, basándose en la lógica que está contenida en él.

*Control* es la clase que contiene el registro de los métodos que serán ejecutados cuando algún elemento de la interfaz gráfica de la aplicación cambie (e.g. un botón ha sido oprimido). El objeto de tipo *Control* que es creado por el objeto *VoltmetroActivity*, le avisa al objeto de tipo *Modelo* de cualquier cambio en la interfaz gráfica.

*Vista* contiene todo lo que hace falta para configurar la interfaz gráfica de la aplicación. El objeto de tipo *Vista* se comunica con el objeto de tipo *Control* para



indicarle cuales son los objetos interactivos (i.e. botones) que pueden sufrir cambios debido a la interacción del usuario con la aplicación, es decir, los eventos a los cuales debe de estar atento.

*BluetoothManager* y todas las clases que tienen comunicación directa con él (todas las clases que se encuentran en el mismo rectángulo que *BluetoothManager*), contienen toda la lógica necesaria para establecer un canal de comunicación con un dispositivo bluetooth, enviarle información, recibir información de él, y cerrar el canal de comunicación una vez que sea necesario.

### **Descripción de la clase VoltmetroActivity (VA)**

Es una clase que extiende a la clase *Activity*. El objeto de este tipo que se crea cuando la aplicación se inicia, crea a los objetos de tipo *Modelo*, *Vista* y *Control*. También, por ser un objeto *Activity*, contiene los métodos constructores que son ejecutados cuando el ciclo de vida de la *Activity* cambia de un estado a otro. En este caso, los únicos métodos constructores que se sobre-escriben son los métodos *onPause()* y *onDestroy()*. Cuando alguno de ellos es ejecutado, el objeto *VoltmetroActivity* avisa al objeto de tipo *Modelo*, que fue creado en el método *onCreate()*, que el estado de la *Activity* ha cambiado.

### **Descripción de la clase Modelo (M)**

En *Modelo* se encuentran definidos los métodos que se ejecutan cuando hay un cambio en:

- El estado de la *Activity*
- El estado de la conexión Bluetooth
- El estado de la interfaz gráfica.

Ya que *Modelo* administra el estado de la aplicación, las únicas clases, que no forman parte de *Modelo*, que tienen comunicación directa con él son: *VoltmetroActivity*, *Vista*, *Control* y *BluetoothManager*. Además de la clase *Modelo*, las clases *HiloDeMuestreoContinuo* y *ManejadorDatos* también contienen métodos que realizan tareas importantes para que la aplicación funcione.

## Descripción de la Clase HiloDeMuestreoContinuo (HM)

*HiloDeMuestreoContinuo* es una clase de tipo Thread, cuya tarea es muy sencilla. Cuando el usuario oprime el botón “Muestreo Continuo”, *Modelo* le notifica esta acción, y comienza a enviarle al Arduino una solicitud de medición cada 1000 ms. Una vez que el usuario oprime nuevamente el botón, deja de enviar estas peticiones (figura 5).

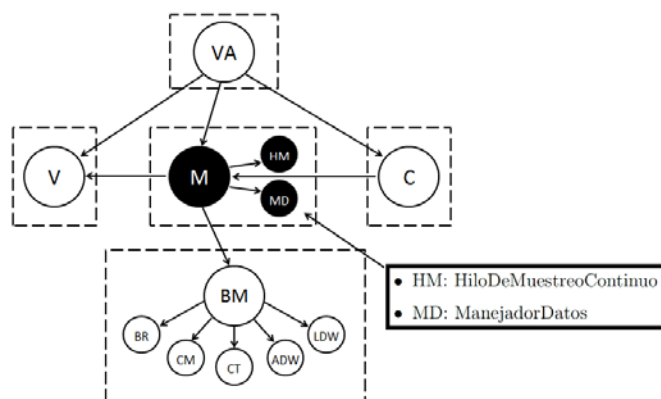


Figura 5 Diagrama de clases y su interrelación: HiloDeMuestreoContinuo y ManejadorDatos.

## Descripción de la Clase *ManejadorDatos* (MD)

Una vez que el Arduino ha tomado las mediciones que le fueron solicitadas y las envía al dispositivo móvil, *Modelo* recibe la cadena de caracteres, a través de *BluetoothManager* y la envía al *ManejadorDatos*. El único trabajo que se efectúa aquí, es la interpretación de la información, es decir, convierte la cadena de caracteres recibida desde el Arduino y la convierte en números de punto flotante, los cuales contienen los valores de los voltajes nodales que fueron medidos, y que serán mostrados en pantalla. Una vez que termina la interpretación, le envía los datos a la *Vista* para que los coloque en pantalla (figura 5).

## Descripción de la Clase *Vista* (V)

La clase *Vista* se encarga de ordenar todos los elementos de la interfaz gráfica de la aplicación (figura 6). Para lograr que la aplicación luzca igual en cualquier dispositivo, en esta clase se encuentran declarados una serie de métodos que

ajustan el tamaño de la interfaz gráfica, basándose en el tamaño de la pantalla del dispositivo en el que se ejecuta la aplicación. Esto se logra asignando un tamaño proporcional a la pantalla, a cada elemento que aparece en pantalla, en lugar de asignarles un tamaño fijo en píxeles.

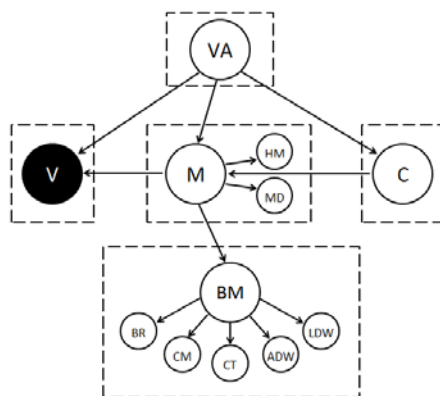


Figura 6 Diagrama de clases que interactúan con la clase *Vista*.

La tarea de colocar en pantalla todos los elementos que aparecen en pantalla, utiliza algunos recursos de tipo Layout (codificados en archivos XML), que no son más que las declaraciones de los botones y las cajas de texto que se muestran en pantalla. A través de la clase *Activity* de la aplicación, obtiene una referencia de estos elementos y los coloca en pantalla. Además, le envía al *Control*, esta referencia, para que reciba notificaciones de las interacciones, del usuario, con estos elementos.

La clase *Vista* también se encarga de actualizar el estado de la interfaz gráfica cuando el usuario oprime algún botón, y cuando las mediciones recibidas desde el Arduino, están listas para ser mostradas en pantalla. Cuando el usuario oprime algún botón, *Control* le notifica de esta acción a *Modelo*, que a su vez le indica a *Vista* que debe actualizar el estado de los botones. El estado inicial de los botones se muestra en la figura 7a, y pueden cambiar en los siguientes casos:

- El texto del botón “*Conectar*” cambia a “*Desconectar*” una vez que se establece una conexión con algún dispositivo bluetooth, figura 7b.
- Una vez que está conectado, y se oprime el botón “*Muestreo Continuo*”, el texto de este botón cambia a “*Detener Muestreo*”, figura 7c.

- Cuando la aplicación entra en el estado de “*muestro continuo*”, el botón “*Muestreo Simple*” se desactiva, es decir, no puede ser oprimido por el usuario, hasta que la aplicación sale del estado de muestreo continuo, figura 7c.



Figura 7 Cambios en los botones de la aplicación.

Por último, la *Vista* también se encarga de colocar en pantalla los 4 valores de los voltajes medidos, que recibe del *ManejadorDatos*.

### Descripción de la Clase *Control* (C)

Voltímetro Bluetooth es una aplicación muy sencilla, visualmente hablando, que sólo tiene tres elementos con los que el usuario puede interactuar, en otras palabras, sólo hay tres botones en pantalla. Utiliza las referencias de los botones, que obtuvo de *Vista*, para notificar a *Modelo* cuando el usuario oprime alguno de los botones. Su diagrama de interacción de clases se muestra en la figura 8.

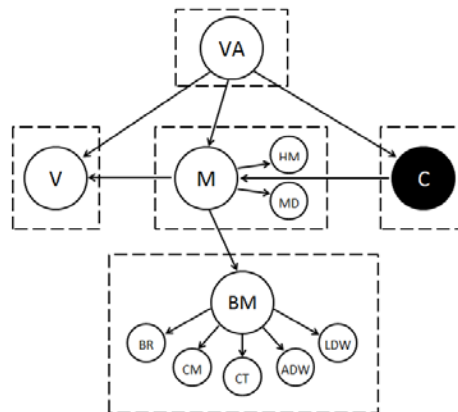


Figura 8 Diagrama de clases que interactúan con la clase *Control*.

## Descripción de la Clase *BluetoothManager* (BM)

El grupo de clases que tienen comunicación directa con la clase *BluetoothManager* (BR, CM, CT, ADW, LDW) se encargan de establecer comunicación con un dispositivo bluetooth. En la figura 9 se muestra su interacción con las demás clases.

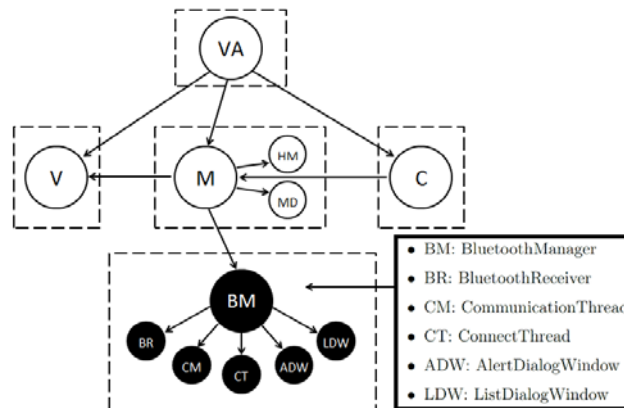


Figura 9 Diagrama de clases que interactúan con la clase *BluetoothManager* (BM).

*BluetoothManager* es una extensión de *Modelo*, la cual se encarga de administrar el estado de la conexión bluetooth y de notificar a *Modelo* de ciertos eventos relevantes para otros objetos (e.g., *Vista*). La instancia de *BluetoothManager* que *Modelo* crea en su constructor, se encarga de lo siguiente:

- Encender/Apagar el modulo Bluetooth del dispositivo móvil.
- Notificar a *Modelo* cuando no se encontró ningún dispositivo durante la búsqueda. Recibir, desde *Modelo*, los mensajes que se deseen enviar al dispositivo bluetooth.
- Enviarle a *Modelo* los mensajes recibidos del dispositivo bluetooth
- Crear instancias de las clases BluetoothReceiver(BR), Communication Thread(CM), ConnectThread (CT), AlertDialogWindow (ADW) y ListDialogWindow (LDW)

## Clase BluetoothReceiver (BR)

*BluetoothReceiver* es un receptor de notificaciones del sistema operativo (SO).

Esta clase extiende a la clase *BroadcastReceiver*, la cual está diseñada para estar pendiente de las notificaciones que el SO emite cada vez que un suceso importante ocurre. Para atender a estas notificaciones, se deben registrar cuales son los tipos de notificaciones que se desean recibir, ya que el SO emite muchas notificaciones de muchos tipos, así que, cuando se desea poder escuchar un cierto tipo de notificaciones dentro de una aplicación se deben registrar mediante una instancia de la clase *IntentFilter*, la cual permite hacer este tipo de registro.

Las notificaciones a las que se atiende en la aplicación *Voltmetro Bluetooth* son:

- Un dispositivo bluetooth ha sido encontrado.
- El proceso de búsqueda ha comenzado.
- El proceso de búsqueda ha finalizado.
- El dispositivo móvil se ha conectado con éxito al dispositivo bluetooth.
- El dispositivo móvil se ha desconectado del dispositivo bluetooth.

### **Clase ConnectThread (CT)**

*ConnectThread* es una clase de tipo Thread. El hilo que se crea a través de ésta clase, genera una instancia de la clase *Socket*, con el fin de conectar el dispositivo móvil con el dispositivo bluetooth. La clase *Socket* permite conectar dos dispositivos, además, de conectar dispositivos, permite cerrar el canal de comunicación creado.

### **Clase CommunicationThread (CM)**

*CommunicationThread*, al igual que *ConnectThread*, es una clase de tipo Thread. Con el hilo que se crea mediante esta clase, los dos dispositivos que se conectaron a través de la clase *ConnectThread* pueden enviar y recibir mensajes, es decir, se pueden comunicar. En resumen, la única función de las clases *ConnectThread* y *CommunicationThread* es permitir al dispositivo móvil y bluetooth comunicarse (en este caso, el voltmetro).

### **Clase AlertDialogWindow (ADW)**

*AlertDialogWindow* es una clase que crea una ventana emergente de tipo pop-

up. Cuando la aplicación se abre, la instancia de la clase *BluetoothManager* revisa el estado del adaptador Bluetooth del dispositivo móvil. Si está apagado, se muestra en pantalla la ventana creada por *AlertDialogWindow*. Esta ventana, que se puede observar en la figura 10a, permite al usuario encender, o no, el adaptador Bluetooth. Si decide no encender el adaptador, la aplicación se cierra, de lo contrario, permanece abierta.

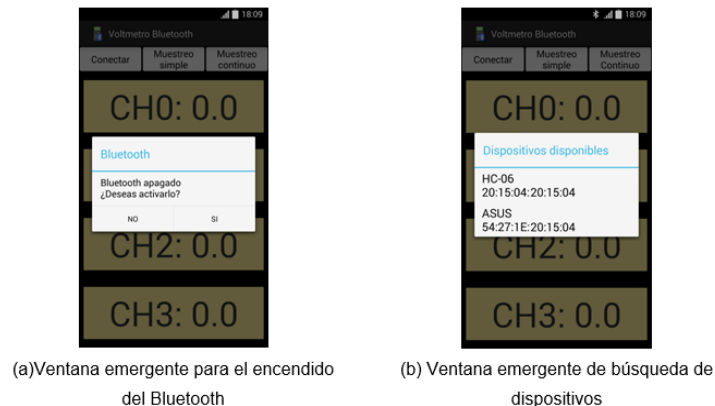


Figura 10 Diagrama de clases que interactúan con la clase *BluetoothManager* (BM).

### Clase *ListDialogWindow* (LDW)

*ListDialogWindow* también es una clase que crea una ventana emergente de tipo pop-up, figura 10(b). Esta ventana muestra la lista de los dispositivos bluetooth que están al alcance, es decir, los dispositivos bluetooth con los que es posible conectarse. Los elementos de esta lista son seleccionables, en otras palabras, el usuario puede presionar cualquiera de los elementos de la lista, para conectarse con el dispositivo que es listado en la casilla que el usuario presiona. Hasta aquí se tiene desarrollado ya en su totalidad tanto el hardware como el software de todo el sistema, es decir se cuenta ya con el voltímetro basado en la tarjeta de desarrollo Arduino-uno, así como la aplicación que corre en el teléfono inteligente. La siguiente fase es evaluar nuestro prototipo propuesto.

## 3. Resultados

A continuación, se presentan los resultados obtenidos tanto en voltímetro bluetooth, como del despliegue en el teléfono inteligente. El muestreo del voltaje

es cada segundo y la resolución es de 5 mV. En la figura 11 se presenta tal como quedó el medidor de voltajes basado en la tarjeta de desarrollo arduino UNO, en dicha figura, el elemento vertical más grande corresponde al módulo de conexión bluetooth. Las especificaciones técnicas se describen en la tabla 1.

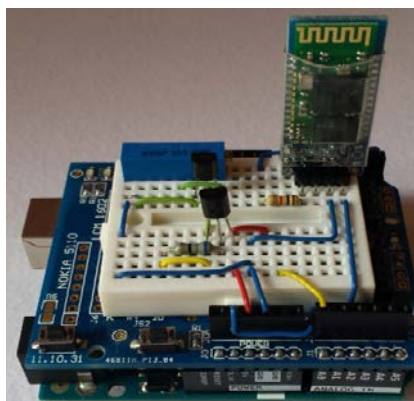


Figura 11 Parte superior del voltímetro, circuito electrico montado sobre una tarjeta de desarrollo.

La validación de las lecturas tomadas con el voltímetro construido se hizo mediante la comparación de las lecturas obtenidas con dicho instrumento y, las lecturas obtenidas con un multímetro digital Fluke 179 True RMS. Se generaron 25 voltajes diferentes con una fuente de alimentación de c.d. GW INSTEK GPS-4303.

Tabla 1 Especificaciones técnicas del dispositivo de medición.

<b>Especificaciones Técnicas</b>	
<b>Microcontrolador</b>	Arduino UNO
Canales analógicos	6
Rango de medición	De 0 a 5 V
Resolución	4.89 mV (10 bits)
<b>Bluetooth</b>	HC-06
Estándar inalámbrico	Bluetooth 2.0
Alcance	< 20 metros
Banda de operación	2.4 GHz
<b>Circuito de referencia</b>	
Voltaje de referencia	2.5 V
Fuente de corriente ajustable	LM334
Diodo de referencia	LM336



El error absoluto promedio entre las mediciones tomadas con la tarjeta Arduino y las mediciones tomadas con el multímetro digital Fluke fue menor al 2%.

Con respecto a la aplicación para el teléfono inteligente móvil, ésta fue desarrollada en lenguaje de programación JAVA y compilada en eclipse. La aplicación puede correr en cualquier dispositivo móvil (teléfono o tablet) bajo el sistema operativo Android 6.0.

La figura 12a muestra la pantalla inicial con sus tres botones de operación:

- Conectar.
- Muestreo simple.
- Muestreo continuo.



Figura 12 Configuración de la conexión Bluetooth entre el voltmetro y el teléfono inteligente.

Para configurar la conexión Bluetooth entre el voltmetro y el teléfono inteligente es necesario oprimir el botón “conectar”, si el dispositivo bluetooth del teléfono está apagado, se preguntará por el encenderlo, figura 12b. Posteriormente, se buscará los dispositivos bluetooth activados más próximos y se mostrarán en pantalla para poder seleccionar uno de ellos. Para enlazar al medidor voltmetro, se debe seleccionar “HC-06” con dirección mac 20:15:04:20:15:04, figura 12c. Ahora si, ya se está en posibilidad de recibir y mostrar las lecturas que haga la tarjeta Arduino UNO.

También se podría usar para crear otros instrumentos de medición, como amperímetros e incluso osciloscopios, ya que la aplicación descrita aquí, contiene

todo lo necesario para hacerlo, es decir, se puede utilizar como la base de cualquier tipo de aparato de medición de variables eléctricas. Para hacer esto lo único que se necesitaría sería aumentar funcionalidades, no sería necesario modificar nada, gracias a la forma en la que fue construida.

#### 4. Discusión

Una serie de mediciones fueron llevadas a cabo para validar nuestro prototipo propuesto, solo como ejemplo se presenta un circuito resistivo, como el mostrado en la figura 13. En dicho circuito se mide el voltaje de la alimentación y los voltajes nodales de las resistencias. En la figura 14a se muestra cuando la aplicación inicia en el teléfono inteligente. Una vez conectado el voltmetro con el celular, se está en posibilidad de tomar las medidas. La figura 14b muestra el momento en el que se puede ya realizar medidas, ya sea una solo o bien, en modo continuo. En la figura 14c se muestran las mediciones de voltaje del circuito de la figura 13.

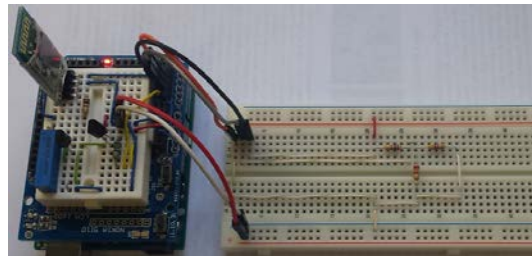


Figura 13 Voltímetro y circuito resistivo de ejemplo.



Figura 14 Despliegue de valores de voltaje en el teléfono inteligente.

En los valores de las medias reales de un circuito resistivo, se debe tomar en cuenta tanto la tolerancia de las resistencias, como la precisión de nuestro instrumento de medición (en nuestro caso es de 5 milivolts).

## 5. Conclusiones

Hemos logrado la implementación real del diseño y construcción de un voltímetro bluetooth de bajo costo, trabajando en tiempo real. La tarjeta base del desarrollo fue Arduino-UNO y un protoboard de uso genérico. El voltímetro permite medir hasta 4 nodos (canales) de forma simultánea con una resolución de 5 mV en tiempo real. Por otro lado, en cuanto al despliegue, éste puede ser en cualquier teléfono inteligente (smartphone) lo cual abre la posibilidad a que cualquier profesor o estudiante pueda usar éste prototipo y en general éste tipo de tecnología emergente. Las ventajas que presenta el prototipo desarrollado son:

- Bajo costo (alrededor de 400 pesos).
- Sin necesidad de usar cables en las mediciones
- Portátil (cuenta con su propia batería de 9 volts)
- Facilidad de instalar la aplicación en cualquier Smartphone corriendo en sistema operativo Android.
- Facilidad en la conexión bluetooth entre el prototipo y el teléfono inteligente.

Como trabajo futuro se plantea el poder medir corrientes y resistencias de forma multiplexada y poder desplegarlos en una aplicación sobre teléfonos inteligentes (smartphones), lo cual lo convertiría en un multímetro.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Arduino–AnalogRead, Arduino.cc, 2017: <https://www.arduino.cc/en/Reference/AnalogRead>.
- [2] Developer.android.com, Bluetooth | android developers, 2016: <http://developer.android.com/guide/topics/connectivity/bluetooth.ht>.
- [3] Java Platform SE 7, Docs.oracle.com, 2017: <https://docs.oracle.com/javase/7/docs/api/>.

- [4] Eclipse.org, Eclipse, 2017. [Online]: <https://eclipse.org/>.
- [5] Fluke, Wireless Multimeter Fluke CNX 3000 for Safer Measurements, fluke.com, 2013: <http://en-us.fluke.com/products/digital-multimeters/fluke-cnx-3000-wireless-tester.html>.
- [6] Malik M. A., Wireless Digital Voltmeter, Workcestor Polytechnic Institute, MA-USA, tesis 2010: <https://web.wpi.edu/Pubs/E-project/Available/E-project-050210-221402/unrestricted/FinalReport.pdf>
- [7] Mok, S., Huang, E. and Xin, L., BLUETOOTH-SERIAL-HC-06. Olimex, 2011: <https://www.olimex.com/Products/Components/RF/BLUETOOTH-SERIAL-HC-06/resources/hc06.pdf>.
- [8] eedstudio, Bluetooth Multimeter, Wiki.seeed.cc, 2013: [http://wiki.seeed.cc/Bluetooth\\_Multimeter/](http://wiki.seeed.cc/Bluetooth_Multimeter/).
- [9] Wang T., Voltset - The Earth's Smartest Multimeter, Make: DIY Projects and Ideas for Makers, 2013: <http://makezine.com/2013/09/21/voltset-the-earths-smartest-multimeter/>.
- [10] Whong J. and VanWyk E., Mooshimeter, Dragoninnovation, 2017: <https://www.dragoninnovation.com/projects/34-mooshimeter>.
- [11] WirelessMultimeter, Wireless Multimeter Bluetooth, WIRELESSMULTIMETER, 2016: <http://www.wirelessmultimeter.com/ProductDetails.asp?ProductCode=WMM-01>.

# SISTEMA PARA EL MONITOREO DE OPINIÓN CENTRADO EN ENTIDADES A PARTIR DE TWITTER

***José Alejandro Reyes Ortiz***

Universidad Autónoma Metropolitana

*jaro@azc.uam.mx*

***Ezra Saucedo Vargas***

Universidad Autónoma Metropolitana

*al2102010913@azc.uam.mx*

***Ángeles Belém Priego Sánchez***

Universidad Autónoma Metropolitana

*abps@azc.uam.mx*

## **Resumen**

El análisis de la reputación en línea es una tarea que está atravesando un gran momento, debido a que actualmente existe un fuerte interés en la gran cantidad de opiniones publicadas, ya sea positivas o negativas, que se generan alrededor de un evento o entidad con el fin de conocer su prestigio en las redes sociales. La minería de opiniones se enfoca en determinar la polaridad de las publicaciones de una entidad con la finalidad de monitorear opiniones en línea. Este artículo presenta un sistema para el monitoreo de la opinión centrado en entidades utilizando textos de Twitter en español generados en línea. El proceso completo involucra, primero decidir la polaridad de un texto, determinando si el contenido tiene implicaciones positivas, negativas o neutras, después, obtener un monitoreo global (opinión colectiva) de una entidad. Se utiliza un promedio de las polaridades de cada palabra del mensaje, y luego, un promedio de las polaridades de los mensajes generados para una entidad.

**Palabras Clave:** Análisis de opinión centrado en entidades, análisis de textos en español, minería de opiniones, monitoreo de medios.

## **Abstract**

*Online reputation is a very important task gaining a great interest because of the huge amount of opinions published, positive or negative, about a particular event or entity with the aim of knowing the status in social networks. Opinion mining is a research area focused in analyzing texts in order to determine its polarity in order to monitor the online opinions about entities. This paper presents a system for the monitoring of entity-centered opinion using Spanish twitter texts generated on line. The process is two-fold, first to decide the polarity of a text, verifying whether or not the content has positive, negative or neutral implications, thereafter, to determine the global monitoring (collective opinion) of an entity. The process requires to calculate the average of the message word polarities, and then, to obtain the average of the polarities of messages generated by a given entity.*

**Keywords:** *Entity-centered, media monitoring, opinion analysis, opinion mining, Spanish text analysis.*

## **1. Introducción**

Con el crecimiento acelerado de los medios de comunicación en línea, como el caso de las redes sociales Twitter y Facebook, los usuarios han tenido la libertad de expresar sus sentimientos u opiniones sobre entidades como personas, empresas, organizaciones, productos, servicios, entre otros. Estas opiniones, que en el caso de Twitter no exceden los 140 caracteres, generadas por los usuarios de las redes sociales han controlado y conducido la toma de decisiones por parte de empresas u organizaciones. Por ello, se tiene la necesidad de generar herramientas o sistemas de monitoreo de las redes sociales para analizar las opiniones de una entidad basada en los mensajes generadas sobre ellas en las redes sociales.

El análisis de las opiniones está atravesando un gran momento, debido a que actualmente existe un fuerte interés en conocer la polaridad de las publicaciones que se generan alrededor de un evento o entidad, ya sea positivas o negativas; con el fin de conocer el prestigio de dicha entidad en las redes sociales. Dentro de los estudios centrados en la clasificación de opiniones, positivas o negativas, se

encuentra el presentado en [Pang, 2002]. El cual utiliza datos de críticas de películas encontradas en la Web, éstos son empleados en tres algoritmos de clasificación (Naïve Bayes, entropía máxima y máquinas de soporte vectorial), superando los *baselines* producidos manualmente por un humano.

Las opiniones, fabricadas mediante una conversación o comentario, es posible consultarlas a través de foros, blogs o redes sociales, estas últimas siendo la novedad y teniendo el mayor auge actual. Un trabajo basado en una colección de entradas de blogs, es el presentado en [Fernández, 2011] que realiza el análisis de sentimientos y minería de opiniones en dichas entradas, mostrando la relevancia de los sistemas de aprendizaje automático como recurso para la detección de información de opinión. En [Carrillo-de-Albornoz, 2016], se propone una metodología para evaluar resúmenes en el contexto del monitoreo de la reputación en línea, ésta beneficia los informes de reputación.

Actualmente, muchos investigadores del ámbito de la recuperación de información y la lingüística computacional han focalizado sus investigaciones en las redes sociales, especialmente en Twitter, dada la gran cantidad de publicaciones que se generan día a día. De esta manera, se hace necesaria la creación de herramientas capaces de gestionar y manipular toda esta información disponible. Además de categorizarla de acuerdo al contenido generado por el usuario, las opiniones, con el fin de identificar los puntos de opinión vinculados a la posición de los usuarios con respecto a algún tema. Esto se basa en el constante monitoreo de los mensajes producidos en las redes sociales. Hasta el 2014, estos sistemas eran evaluados en el marco de la competencia RepLab [Amigó, 2013] para tuits en inglés y en español. A pesar de incluir el idioma español, dentro de la competencia, la mayoría de los trabajos reportados en la literatura se centran en el idioma inglés. En este sentido, los diferentes métodos aplicados para la clasificación de opiniones de tuits en inglés, han sido aplicados para el idioma español [Fernández, 2013]. Estos métodos han considerado desde la utilización de *n-gramas* de palabras, la reducción de éstas a su raíz e incluso su sustitución. Sin embargo, no se obtuvieron los resultados esperados dado que los tuits son muy difíciles de tratar, sobre todo debido a su brevedad y falta de contexto.

En [Sidorov, 2012] se presenta un enfoque, para la minería de opinión de tuits en español, basado en el funcionamiento y diferentes configuraciones de algoritmos de aprendizaje automático. A pesar de que los algoritmos empleados presenten buenos resultados para el idioma inglés, en este trabajo se muestra como los diferentes tamaños de *n-gramas*, la longitud del corpus, el número de clases de sentimientos, el corpus balanceado con respecto al corpus no balanceado y los diferentes dominios (configuraciones) afectan la precisión del algoritmo.

La generación de léxicos de palabras, que se encuentren anotadas con su correspondiente polaridad, es otro enfoque en el que se han orientados diferentes investigadores y que ha colaborado al monitoreo de la opiniones en los comentarios. En el caso del español, ejemplos de estos enfoques son los presentados en [Pérez, 2012] y [Brooke, 2009].

Debido a la longitud de los tuits, actualmente, éstos incluyen abreviaturas del tipo mensajes cortos (SMS, acrónimo del inglés *Short Message Service*). Además de variantes léxicas, letras repetidas, uso de emoticones, empleo de mayúsculas para añadir énfasis, etc. Lo que ha provocado que existan enfoques basados en la normalización de este tipo de textos cortos, la mayor parte de enfoques están centrados en el inglés [Han, 2011]. Para el caso del español, la Sociedad Española de Procesamiento de Lenguaje Natural<sup>1</sup> está fomentando esta área de investigación, con la realización del sitio *Tweet-norm*<sup>2</sup>, un taller centrado en la tarea de normalización de tuits [Alegria, 2013].

Además de las investigaciones realizadas, también se pueden encontrar herramientas web que monitorean las opiniones en redes sociales. Herramientas similares al sistema presentado en este artículo. Tal es el caso de *SWB Social* [SemanticWebBuilder, 2017] y *Keyhole* [Keyhole, 2016]. En el primer caso, se trata de una herramienta que utilizando la tecnología de semántica e implementando el análisis, monitoreo de mensajes y sentimientos puede identificar cuando un comentario es positivo, negativo o neutro. Además, esta herramienta permite que la aplicación aprenda a identificar los mensajes y a mejorar su desempeño en

---

<sup>1</sup> Para más información sobre la Sociedad Española de Procesamiento de Lenguaje Natural, consultar el sitio <http://www.sepln.org/>

<sup>2</sup> *Tweet-norm* disponible en <http://komunitatea.elhuyar.eus/tweet-norm/>



clasificación y atención. Pero a diferencia de la propuesta es una herramienta de uso comercial, por lo que tiene un costo su utilización. En el caso de la segunda herramienta, ésta es una aplicación web que se asemeja mucho a esta propuesta. El diseño es claro, evalúa y grafica los tuits, pero al mismo tiempo brinda resultados de la red social Instagram, llegando a ser un poco compleja al interpretar los resultados. Tiene el inconveniente de ser una herramienta de uso limitado, solo por 3 días, una vez terminado este período es necesario registrarse y pagar para continuar utilizándola. En este sentido, la propuesta que se presenta será más sencilla y clara al mostrar los resultados.

Como se expone anteriormente, existen herramientas de análisis de opiniones que consideran mensajes de Twitter en diversos lenguajes. En el caso del español se tiene una brecha tecnológica en el análisis de medios, lo que genera una carencia de recursos de análisis de textos, uno de ellos el monitoreo de la opinión centrado entidades a partir de los mensajes generados por usuarios en dicha red social.

Hacer uso de los datos generados en Twitter es una gran oportunidad para ganar tiempo en las decisiones tomadas, debido a que en esta red social éstos pueden ser adquiridos en tiempo real. Con ello, las decisiones tomadas estarán fundadas en datos actuales, generados casi de manera instantánea. A partir de los datos adquiridos se puede realizar un análisis automático y generar estadísticas sobre la opinión colectiva (positiva o negativa) de un producto, servicio o persona. Dicho análisis es de gran utilidad para los analistas de medios, desde la disminución de tiempos hasta la disminución de costos, por ejemplo en los estudios manuales se nota un consumo inmenso de tiempo y costos.

Por ello, en este artículo se presenta un sistema para el monitoreo de la opinión en línea centrado en entidades mencionadas en mensajes de Twitter para el idioma español. Estos mensajes son textos cortos, de una longitud de máximo 140 caracteres.

El sistema involucra dos procesos primordiales:

- La obtención de la polaridad de un mensaje, el cual se obtiene mediante un promedio de la polaridad individual de cada palabra, ésta forma parte de un lexicón ponderado para el análisis de sentimientos.

- El cálculo de una polaridad global de la entidad mediante el promedio de las polaridades de todos sus mensajes relacionados. Adicionalmente, el sistema presenta la opinión colectiva de la entidad en cuestión de manera comprensible para el analista de datos, presentando una aportación importante en la solución al problema de la carencia de recursos de análisis de textos en español.

El resto de este artículo está organizado como sigue. La Sección 2, presenta el desarrollo del sistema de monitoreo de opinión, sus procesos de cálculos de polaridades de mensajes y la presentación de la opinión colectiva. La Sección 3, presenta la experimentación de la herramienta para el monitoreo de opinión centrado en entidades para tres dominios. En la sección 4 se presenta la discusión de los resultados obtenidos en la experimentación del sistema. Finalmente, en la Sección 5 se exponen las conclusiones y el trabajo futuro.

## **2. Métodos**

El sistema completo de monitoreo en línea de entidades, a partir de sus mensajes de Twitter, involucra tres etapas. La adquisición de datos, que se encarga de obtener los mensajes de Twitter para una entidad en cuestión; la obtención de la polaridad, que incluye una limpieza de los mensajes, pesado y la identificación de la polaridad; finalmente, un monitoreo, que consiste en una aplicación que visualiza los resultados de la polaridad de los mensajes y con ello proporcionar un punto de referencia de la opinión colectiva de la entidad. Estas etapas se describen de manera detallada en las siguientes secciones.

### **Adquisición de Datos**

La adquisición de los datos, se realiza mediante la Interfaz de Programación de Aplicaciones de Twitter denominada “*Streaming API*” [Twitter, 2017], que proporciona acceso al flujo global de datos de Twitter con una baja latencia. La idea principal de esta interface de comunicación es que una aplicación solicitante estará recibiendo mensajes producidos en Twitter de manera constante.

Esta interface de comunicación permite obtener mensajes de este flujo global. Cada mensaje tiene una estructura en formato de un objeto de Java (JSON), el cual contiene información inherente al mensaje como la fecha de creación, un identificador único, hora en que fue creado, localización geográfica, datos del usuario (nombre de usuario).

En la tabla 1 se puede observar el código en JavaScript para la extracción de mensajes de Twitter y su código JSON generado utilizando la *Streaming API*. Para este proceso es necesario verificar las credenciales y permisos (*conexion.verifyCredentials*) para conectarse a la red social, después, se establecen los valores de la frase a analizar (*conexion.stream*) para iniciar la conexión (*stream.on*). Cabe destacar que este trabajo está interesado en mensajes de Twitter en español, por ello, se valida dicha pertenencia (*data.lang === 'es'*) para finalmente, obtener los datos del mensaje, tales como el nombre de usuario (*data.user.name*), texto del mensaje (*texto: data.text*), y foto del usuario (*data.user.profile\_image\_url*).

Tabla 1 Extracción de mensajes de Twitter y código JSON de su estructura.

Código JavaScript para la extracción de mensajes	Estructura de un mensaje
<pre>// verificación de credenciales conexion.verifyCredentials(function (data) stream = conexion.stream('statuses/filter', {'track': fraseaAnalizar}, function (stream)  //Encendido del canal de extracción stream.on('data', function (data)  // Extracción de mensajes en español if (data.lang === 'es' ) {     var mensaje = {nombre: data.user.name, texto: data.text, foto: data.user.profile_image_url}; }</pre>	<pre>{ created_at: 'Tue Mar 21 01:24:10 +0000 2017', id: 843996623072124900, id_str: '843996623072124928', text: 'Tiene México el "cementerio" clandestino más grande de AL https://t.co/rzLsUAI4bM', source: '&lt;a href=http://twitter.com/download/android rel="nofollow"&gt;Twitter for Android&lt;/a&gt;', user: { id: 1096406485, id_str: '1096406485', name: 'jorge nava alvarado'}</pre>

La interfaz de programación “*Streaming API*” hace posible la obtención personalizada de un conjunto de mensajes. En este trabajo, la personalización se ha llevado a cabo con base en el idioma (español). Con ello, la adquisición de

datos para la entidad en cuestión fue posible gracias a dicha personalización, esto provee como resultado un listado de mensajes en español, que para la sección de pruebas, serán 100 mensajes, como mínimo, para cada entidad.

### **Identificación de la Polaridad**

El proceso de identificación de la polaridad, consiste en determinar si el contenido de un mensaje tiene implicaciones positivas, negativas o neutras. La idea es encontrar la polaridad de la opinión colectiva de una entidad basada en su conjunto de mensajes. Este proceso implica una serie de tareas sobre los mensajes, las cuales son descritas a continuación.

### **Pre-procesado de los Mensajes**

Los mensajes son pre-procesados con la finalidad de mejorar el desempeño de la tarea para la identificación de la polaridad en un mensaje. Para ello, el texto de los mensajes es normalizado, es decir, se convierte a minúsculas y se obtiene la raíz de cada palabra. De esta manera, el algoritmo de identificación de polaridad encontrará mayores coincidencias de las palabras del mensaje con la lista de palabras pesadas con polaridades.

### **Ponderación del Mensaje**

Cada mensaje de Twitter es representado como una lista de palabras pre-procesadas. Por su parte, el diccionario de palabras AFINN [Nielsen, 2011] es utilizado para determinar la polaridad del mensaje. Esta lista es pre-procesada de la misma manera que los mensajes para encontrar mayor coincidencia de las palabras.

La lista de palabras AFINN está conformada por 2477 términos y frases únicas, en su versión más actual denominada AFINN-111 [Nielsen, 2011]. Estos términos y frases son traducidos al español y revisados manualmente, por personas bilingües, para su utilización en este artículo. Cada elemento de esta lista tiene asignado un peso que corresponde a su carga positiva o negativa, utilizando un rango de puntuación de -5 (muy negativo) a +5 (muy positivo).

El objetivo principal de esta etapa es obtener un vector característico de cada mensaje con los valores de puntuación obtenidos de la lista AFINN. Para ello, se lleva a cabo una comparación de todas las palabras del mensaje con las palabras de la lista AFINN y se obtiene el valor de puntuación o polaridad de cada una, aquellas palabras que no tienen una referencia en la lista AFINN son ignoradas con la finalidad de no afectar la puntuación promedio del mensaje y por ende, la decisión de la polaridad (positivo, negativo o neutro) del mismo.

### Decisión de la polaridad

En esta etapa se decide la polaridad total del mensaje, la cual depende de la puntuación promedio del mensaje, para calcular esta puntuación promedio se utiliza la ecuación 1.

$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n}, x_i \in L \quad (1)$$

El promedio ( $\bar{x}$ ) considera solo aquellas palabras del mensaje ( $x$ ) que tienen una referencia en la lista de palabras ( $L$ ) del conjunto AFINN. Una vez obtenido la ponderación promedio del mensaje completo, es necesario obtener su polaridad. Para ello, se utiliza la fórmula de decisión que se presenta en la ecuación 2.

$$Polaridad(m_i) = \begin{cases} Positiva, & \bar{x} \geq +0.5 \\ Negativa, & \bar{x} \leq -0.5 \\ Neutra, & \text{otro caso} \end{cases} \quad (2)$$

Esta polaridad indicará la carga positiva o negativa de cada mensaje que pertenece a la entidad en cuestión. Sin embargo, el objetivo es monitorear la opinión colectiva de dicha entidad, actividad que se lleva a cabo mediante un sistema de visualización.

### Monitoreo de Opinión Centrado en Entidades

La polaridad de cada mensaje es considerada para la visualización y análisis de la opinión en línea de una entidad en cuestión. La visualización, consiste en obtener el porcentaje correspondiente. Este porcentaje está basado en el número de mensajes que han sido decididos en cada categoría de polaridad: positiva, negativa y neutra.

Para esta tarea es necesario proporcionar el nombre de la entidad en cuestión y el sistema recolectará una lista de mensajes a partir del flujo global de datos de Twitter que mencionen a dicha entidad. Con este conjunto de mensajes, el sistema analiza y visualiza la opinión global, ver figura 1. En la cual se hace énfasis en la entidad (a), muestra la opinión colectiva utilizando una gráfica de dona (b), muestra un conteo de los mensajes para cada categoría (c) y finalmente, despliega la lista de mensajes para cada categoría “positivos”, “negativos” o “neutros” (d).

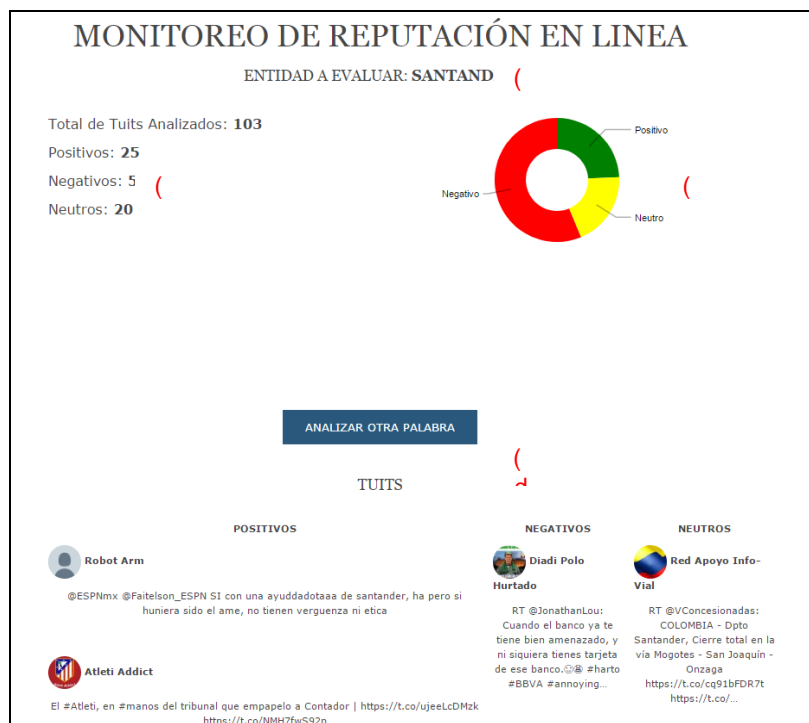


Figura 1 Sistema de monitoreo de opinión en línea.

### 3. Resultados

La evaluación del sistema de monitoreo de opinión en línea, se llevó a cabo con entidades de tres dominios para mensajes en español. Estos dominios son bancario, música y automóviles, los cuales representan una variación en cuanto al lenguaje utilizado por los usuarios para expresar sus opiniones al respecto. Inclusive, son los dominios proporcionados en la competencia de polaridad de la reputación de entidades en español denominada RepLab [Amigó, 2013].

Para cada dominio de interés, se selecciona un conjunto de entidades para el monitoreo de su opinión en línea. Esta selección ha sido desempeñada mediante un análisis estadístico de mayor cantidad de textos o mensajes generados en la red social según los datos proporcionados en la competencia RepLab [Amigó, 2013]. Mediante este análisis estadístico de entidades relevantes, se han seleccionado tres entidades por dominio de interés. La tabla 2, muestra las entidades seleccionadas por cada dominio.

Tabla 2 Entidades seleccionadas por dominio.

Dominio	Entidades seleccionadas
Automóviles	#ferrari, #volkswagen, #fiat
Bancario	#hsbc, #bbva, #santander
Música	#Shakira, #JustinBieber, #JenniferLopez

El monitoreo de la opinión en línea, para cada una de las entidades de los tres dominios, se realizó durante el mes de mayo de 2017. Los resultados del monitoreo de cada entidad se presentan por el número de mensajes generados en Twitter clasificados en positivo, negativo y neutro. Por ello, la tabla 3 muestra los resultados de cada categoría para todas las entidades.

Tabla 3 Resultados del monitoreo para las entidades.

Dominio	Entidad	Número de mensajes		
		Positivo	Negativos	Neutro
Marcas de automóviles	#ferrari	98	0	4
	#volkswag	0	117	4
	#fiat	78	19	4
Entidades bancarias	#hsbc	7	45	3
	#bbva	69	128	3
	#santander	25	58	20
Músicos	#Shakira	365	0	0
	#JustinBieb	0	37	64
	#JenniferL	22	33	67

Además de obtener el número de mensajes para cada entidad, el sistema de monitoreo de opinión en línea, también, muestra el resultado en una gráfica de tipo dona, en la cual se puede apreciar la opinión de la entidad en cuestión de una manera colectiva.

La figura 2, muestra el resultado del monitoreo para la entidad #fiat, del dominio automovilístico, mediante el gráfico y una lista resumida de mensajes clasificados.

En dicha figura se puede apreciar que esta entidad tiene una opinión global positiva, al menos, en el periodo de tiempo al que pertenecen los mensajes. Esto se puede concluir gracias a que tiene por encima del 77% de mensajes positivos.



Figura 2 Resultados gráficos y lista de mensajes para la entidad #fiat.

La figura 3, muestra el resultado del monitoreo para la entidad #bbva, del dominio bancario, mediante el gráfico y la lista de mensajes clasificados. El monitoreo de esta entidad ha mostrado una opinión global negativa, ya que el 64% de los mensajes son opiniones negativas.



Figura 3 Resultados gráficos y lista de mensajes para la entidad #bbva.

Finalmente, la figura 4, muestra el resultado del monitoreo para la entidad #JenniferLopez, del dominio musical. El gráfico expresa una opinión colectiva



dividida, el 18% de las opiniones son positivas, 27% de opiniones negativas y 55% de opiniones neutras que no reflejan un sesgo en la opinión de la entidad.

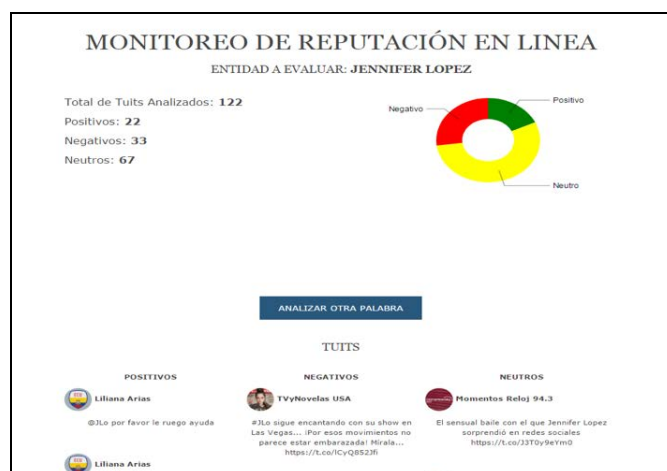


Figura 4 Resultados gráficos y lista de mensajes para la entidad #JenniferLopez.

#### 4. Discusión

El sistema de monitoreo de opinión en línea centrado entidades, se ha evaluado en tres dominios, a saber: marcas de automóviles, entidades bancarias y artistas (músicos). Para cada dominio, tres entidades fueron seleccionadas, las cuales son estadísticamente significativas, es decir, entidades que generan 100 o más mensajes de twitter en un lapso de una hora. En estos tres dominios, los resultados fueron alentadores debido a que el sistema extrae de manera correcta los mensajes de la red social Twitter en un periodo de tiempo determinado (una hora). Además, monitorea la opinión en línea de las entidades en cuestión, mostrando los resultados de manera gráfica. Este monitoreo se ha realizado sin ningún problema para las 9 entidades (tres por dominio).

Cabe destacar que los resultados de la opinión colectiva dependen en gran medida de la entidad en cuestión y de la fecha en que se este llevando a cabo el análisis. Además, la mención de la entidad debe estar escrita de la manera esperada con o sin el símbolo *hashtag* (#).

El sistema propuesto es una aportación en el problema de carencia de recursos para el análisis de textos en español. Este sistema se puede extender a dominios adicionales a los experimentados, como la política, en el cual se puede monitorear

la opinión colectiva de los usuarios de redes sociales centrada en candidatos políticos que están participando en un proceso de campañas electorales.

## **5. Conclusiones**

En este artículo se ha presentado un sistema de monitoreo en línea para entidades de tres dominios (automovilístico, bancario y musical) usando los mensajes generados por usuarios de la red social Twitter en el idioma español. El sistema abarca tres etapas. La primera tarea es la adquisición de los datos, la cual se lleva a cabo mediante una Interfaz de Programación de Aplicaciones, que se conecta a la red social Twitter y obtiene los mensajes en tiempo real, es decir, son generados casi al instante. Estos mensajes de texto son pre-procesados, ponderados y un algoritmo de decisión de polaridad es aplicado en esta segunda etapa. Finalmente, en la tercera etapa se visualizan los resultados del monitoreo en una aplicación Web utilizando un gráfico de tipo dona y mostrando la lista de mensajes positivos, negativos y neutros.

El algoritmo de decisión considera una ponderación promedio de mensaje, la cual es obtenida mediante los valores de polaridad de cada palabra del mensaje. Con ello se obtiene una ponderación global del mensaje y se decide si es positivo (mayor o igual a 0.5), negativo (menor o igual a -0.5) o neutro (en otro caso).

Las principales aportaciones de este trabajo se listan a) la obtención de una ponderación global por cada mensaje de la red social Twitter en español; b) el algoritmo de decisión mediante el cual se determina si un mensaje es positivo, negativo o neutro; c) el sistema completo de adquisición de mensajes, ponderación y visualización global de la opinión para una entidad específica.

Es importante destacar que este artículo hace una contribución importante en la carencia de recursos de análisis de textos para el español, desde que presenta el sistema de monitoreo en línea para entidades a partir de mensajes en español. Este aporte reduce el reto importante que tienen los analistas de medios de comunicación al llevar a cabo un monitoreo manual de entidades.

Como trabajo futuro, es posible experimentar con algoritmos de aprendizaje automático para la obtención de la polaridad de un mensaje, utilizando

clasificación supervisada de textos con la finalidad de determinar si un mensaje es categorizado como positivo, negativo o neutro. Adicionalmente, se puede realizar un aprendizaje profundo para encontrar los valores que mejor clasifiquen a un conjunto de datos, esto se verá reflejado en resultados precisos en el monitoreo de opinión en línea de una entidad en español. El sistema propuesto se puede extender a otros dominios como la política, para monitorear la opinión colectiva de candidatos políticos en un proceso de campañas electorales.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Alegria, I., Aranberri, N., Fresno, V., Gamallo, P., Padró, L., San Vicente, I., Turmo, J., & Zubiaga, A. Introducción a la tarea compartida Tweet-Norm, Normalización léxica de tuits en español. Tweet Normalization Workshop at SEPLN 2013: An overview. Proceedings of the Tweet Normalization Workshop co-located with 29th Conference of the Spanish Society for Natural Language Processing (SEPLN 2013). Vol. 1086, pp. 1-9, Septiembre 2013.
- [2] Amigó, E., Carrillo de Albornoz, J., Chugur, I., Corujo, A., Gonzalo, J., Meij, E., de Rijke, M., & Spina, D. Overview of RepLab 2013: Evaluating Online Reputation Monitoring Systems. P. Forner, H. Müller, R. Paredes, P. Rosso, B. Stein (eds.) CLEF. Lecture Notes in Computer Science. Vol. 8138, pp 333 – 352, 2013.
- [3] Brooke, J., Tofiloski, M., & Taboada, M. Cross-Linguistic Sentiment Analysis: From English to Spanish. RANLP, pp. 50-54, 2009.
- [4] Carrillo-de-Albornoz, J., Amigó, E., Plaza, L., & Gonzalo, J. Tweet Stream Summarization for Online Reputation Management. Ferro N. et al. (eds) Advances in Information Retrieval. ECIR 2016. Lecture Notes in Computer Science, vol. 9626. Springer, Cham, pp. 378-389, 2016.
- [5] Fernández, A., Nuñez, L., Morere, P., & Santos, A. Sentiment Analysis and Topic Detection of Spanish Tweets: A comparative Study of NLP Techniques. Procesamiento del Lenguaje Natural, Revista nº 50, pp. 45-52, 2013.

- [6] Fernández, J., Boldrini, Gómez, E. J. M., & Martínez-Barco, P., Análisis de sentimientos y minería de opiniones: el corpus EmotiBlog. *Procesamiento del Lenguaje Natural*, Revista nº 47, pp. 179-187, Septiembre de 2011.
- [7] Han, B., & Baldwin, T., Lexical Normalisation of Short Text Messages: Makn Sens a# twitter. *Proceedings of the 49th Annual Meeting of the Association for Computational Linguistics: Human Language Technologies-Volume 1*. Association for Computational Linguistics, pp. 368-378, 2011.
- [8] Keyhole. Hashtag Tracking for Twitter, Instagram and Facebook – Keyhole, Keyhole.co, 2016: <http://keyhole.co/preview>.
- [9] Nielsen, F. Å., A new ANEW: Evaluation of a word list for sentiment analysis in microblogs. *Proceedings of the ESWC2011 Workshop on 'Making Sense of Microposts'*, Heraklion, Grece, pp. 93-98, Mayo 2011.
- [10] Pang, B., Lee L., & Vaithyanathan, S., Thumbs up? Sentiment Classification using Machine Learning Techniques. *Proceedings of the ACL-02 Conference on Empirical Methods in Natural Language Processing-Volume 10*. Association for Computational Linguistics, pp. 79-86, 2002.
- [11] Pérez-Rosas, V., Banea, C., & Mihalcea, R. Learning Sentiment Lexicons in Spanish. *LREC*, pp. 3077-3081, 2012.
- [12] SemanticWebBuilder, 2017: <http://www.semanticwebbuilder.org.mx/swb/swb/SWBSocial>.
- [13] Sidorov, G., Miranda-Jiménez, S., Viveros-Jiménez, F., Gelbuck, A., Castro-Sánchez, N., Velásquez, F., Díaz-Rangel, I., Suárez-Guerra, S., Treviño, A., & Gordon, J., Empirical Study of Machine Learning Based Approach for Opinion Mining in Tweets. *Lecture Notes in Artificial Intelligence LNAI*, vol 7629, pp. 1-14, 2012.
- [14] Twitter Inc. Twitter Developer Documentation, 2017 Twitter Inc: <https://dev.twitter.com/streaming/overview>.

# CLASIFICACIÓN DE REPORTES CLÍNICOS PARA APOYAR EL DIAGNÓSTICO DEL CÁNCER

***José Alejandro Reyes Ortiz***

Universidad Autónoma Metropolitana

*jaro@correo.azc.uam.mx*

***Beatriz Adriana González Beltrán***

Universidad Autónoma Metropolitana

*bgonzalez@correo.azc.uam.mx*

***Mireya Tovar Vidal***

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla

*mtovar@cs.buap.mx*

## Resumen

El procesamiento automático de textos clínicos ha tomado relevancia en los últimos años, debido a que, diariamente, se genera una gran cantidad de información electrónica que no está estructurada. Este procesamiento puede apoyar a la toma de decisiones clínicas para establecer un tratamiento o realizar un diagnóstico. Este artículo presenta un enfoque de clasificación supervisada de reportes clínicos mediante el algoritmo de Máquinas de Soporte Vectorial (MSV). Se utiliza información lingüística de los textos, con la finalidad de apoyar el diagnóstico de cuatro tipos de cáncer: estómago, pulmonar, cáncer de pecho y cáncer de piel. Una evaluación de información lingüística como el uso de verbos, sustantivos y adjetivos fue desempeñada sobre el conjunto de reportes clínicos. Los resultados de la evaluación de nuestro enfoque son prometedores y proporcionan un referente como herramienta para el procesamiento de textos clínicos en apoyo a los diagnósticos clínicos.

**Palabras Claves:** Apoyo al diagnóstico de cáncer, características lingüísticas, clasificación de textos, procesamiento de lenguaje natural.

## **Abstract**

*Automatic processing of clinical texts has become relevant in recent years, due to the large amount of electronic and unstructured data that is produced daily. This processing can support clinical decision making such as establishing a treatment or providing a diagnosis. This paper presents a supervised classification of clinical reports using the Support Vector Machine (SVM) algorithm and linguistic information from texts, in order to support the diagnosis of four types of cancer: digestive cancer, lung cancer, breast cancer and skin cancer. An evaluation of linguistic information such as the use of verbs, nouns and adjectives was performed. Evaluation results of our approach are promising and serve as a reference to the processing of clinical texts as support for clinical diagnoses.*

**Keywords:** *Cancer diagnosis support, linguistic features, natural language processing, text classification.*

## **1. Introducción**

En la actualidad, en el dominio clínico, se generan grandes cantidades de textos o reportes clínicos expresados en lenguaje natural (datos no estructurados), tales como: notas pre-operatorias, notas de altas, reportes radiológicos, reportes de exámenes y hallazgos, notas de admisión, entre otros. El procesamiento automático de esta información es complejo y costoso, ya que no tiene una estructura semántica y procesable por computadoras que pueda hacer posible su recuperación, categorización y análisis automático.

Este crecimiento acelerado de grandes cantidades de datos clínicos no estructurados se debe a la adopción generalizada del “Expediente Clínico Electrónico (ECE)”. El aprovechamiento adecuado de esta información tiene el potencial de llevar a cabo la atención clínica asistida.

La oncología es una especialidad clínica que genera grandes cantidades de notas o reportes médicos en texto no estructurado. Esta información, en muchos casos, no es analizada en su totalidad, ni procesada para apoyar la toma de decisiones, como un diagnóstico temprano de cáncer, tratamiento oportuno o monitoreo constante de pacientes oncológicos diagnosticados.

En este dominio, el paciente se convierte en un factor clave y punto focal de toda herramienta o sistema de tratamiento de información. En un futuro, los responsables de las decisiones clínicas pueden apoyarse de estas herramientas de análisis de textos clínicos para mejorar los diagnósticos y evitar errores en esta decisión crítica. La idea es mejorar la calidad de vida de los pacientes mediante una adecuada y oportuna decisión clínica, ya sea a pacientes hospitalizados o pacientes ambulatorios. Tanto para los pacientes hospitalizados como para los pacientes ambulatorios, es de vital importancia realizar un diagnóstico sin errores y de manera oportuna, además de monitorear su estado de salud de manera automatizada. El tratamiento de esta información no estructurada involucra un gran reto para el PLN debido a la gran diversidad de estructuras y fenómenos del lenguaje presentes en estos reportes o notas clínicas. Sin embargo, el aprendizaje supervisado apoyado por técnicas de PLN puede hacer posible la clasificación de notas o reportes clínicos para apoyar el diagnóstico de cáncer. Una nota de admisión se genera cuando un paciente ya tiene abierto un expediente clínico y en éste se describe su padecimiento actual.

El diagnóstico y tratamiento temprano del cáncer, así como su monitoreo constante y oportuno, mejora significativamente la calidad de vida de los pacientes hospitalizados y ambulatorios. Herramientas y enfoques computacionales han sido propuestos para analizar, automáticamente, los textos de notas y reportes clínicos. Por ello, a continuación, se presentan diversos trabajos con la finalidad de extraer información, categorizar y clasificar textos clínicos.

La clasificación de textos clínicos ha sido abordada por [Garla, 2012] quienes utilizan una ontología del dominio de la medicina y mediciones de similitud semántica para mejorar la clasificación de textos clínicos de diversas enfermedades como asma, depresión, diabetes, obesidad, hipertensión, entre otras; en [Garla et al., 2013] clasifican textos clínicos con un enfoque semi-supervisado basado en Máquinas de Soporte Vectorial de Laplace, la idea principal es etiquetar reportes ultrasónicos ante la presencia o ausencia de lesiones hepáticas potencialmente malignas y que requieren un seguimiento hospitalario; en [Sarker, 2015] se propone un enfoque para la anotación de

sentencias a partir de reportes clínicos utilizando una gran cantidad de características semánticas y sintácticas; en [Parlak, 2015] se propone una metodología para la clasificación de documentos médicos basada en una lista enfermedades, la relevancia del trabajo recae en que se trata de una clasificación multi-etiqueta, es decir, que un documento médico puede pertenecer o describir más de una enfermedad, utilizando tres algoritmos de clasificación: redes bayesianas, árboles de decisión C4.5 y *Random Forest*. Finalmente, en [Zhao et al., 2013] también consideran la clasificación de textos clínicos libres con multi-etiquetas, donde los autores exploran las relaciones de las palabras de una definición de las enfermedades para conformar su vector de características y así utilizar un clasificador simple de cadenas.

El agrupamiento de textos clínicos consiste en determinar los grupos y los textos que pertenecen a cada grupo sin contar con un conjunto de textos previamente etiquetados. En este rubro, se presentan los siguientes trabajos: en [Paul, 2013] se expone cómo utilizar el conocimiento del dominio médico en el proceso de agrupamiento con el propósito de predecir la probabilidad de enfermedades, los autores combinan el algoritmo de agrupamiento *k-means* y *k-mode* con conocimiento del dominio; en [Ling et al., 2015] se presenta un sistema para la extracción de nombres de medicamentos y síntomas a partir de notas clínicas con la finalidad de agrupar documentos clínicos, los autores utilizan una matriz de factorización para el agrupamiento de notas clínicas.

La extracción de información a partir de textos clínicos es una tarea que sirve como base para diversas tareas de clasificación, agrupamiento o tratamiento de datos clínicos. En este rubro existen enfoques para la extracción de síntomas para diversas enfermedades como la depresión, hipertensión, diabetes ([Riley, 1997], [Divita et al., 2106], [Ma et al., 2017] y [Shao, 2004]); medicamentos o fármacos para el tratamiento de alguna enfermedad o iteraciones medicamentosas ([Peters et al., 2016], [Kuwayama et al., 2016] y [Paul, 2013]); nombres de enfermedades y relaciones entre ellas con la finalidad de encontrar antecedentes familiares heredables en las notas clínicas [Kumar, 2016] y [Mahmood et al., 2016] y o monitoreo de pacientes [Nguyen y Nguyen, 2015] y [Roberts et al., 2008].



Finalmente, la extracción de eventos, ya sea adversos o eventos generados por un medicamento en un paciente [Santiso et al., 2014], [Jindal, 2013] y [Santiso et al., 2016].

Este artículo presenta un enfoque de clasificación supervisada de reportes clínicos, específicamente, notas de admisión en la especialidad de oncología. El proceso completo involucra el procesamiento del texto de la nota de admisión mediante un pre-procesado, extracción de características lingüísticas (etiquetas gramaticales de las palabras) y finalmente, una ponderación de las características que serán la base del algoritmo de aprendizaje supervisado para determinar el tipo de cáncer descrito en la nota de admisión. El resto del artículo se organiza como sigue. La sección 2 expone los métodos de aprendizaje automático y las técnicas de Procesamiento de Lenguaje Natural utilizados para la predicción del tipo de cáncer descrito en una nota de admisión oncológica. Por su parte, la sección 3 exhibe los resultados obtenidos en la tarea de predicción de la categoría de cáncer a partir del análisis de las notas de admisión y la sección 4 presenta la discusión de resultados. Finalmente, las conclusiones de este artículo son expuestas en la sección 5.

## **2. Métodos**

En esta sección se presenta la arquitectura del enfoque propuesto para la clasificación de reportes clínicos, específicamente, notas de admisión, donde se analiza la descripción del padecimiento actual y se clasifica en alguna de cuatro categorías posibles: cáncer de estómago, cáncer pulmonar, cáncer de pecho o cáncer de piel, con la finalidad de apoyar la toma de decisiones clínicas para el diagnóstico temprano de algún tipo de cáncer. El proceso completo de predicción del tipo de cáncer abarca diversos pasos: el pre-procesado de las notas de admisión (lematización, etiquetado POS, eliminación de palabras vacías); la representación y ponderación de las características lingüísticas; y la clasificación de notas de admisión mediante el algoritmo de aprendizaje supervisado llamado Máquinas de Soporte Vectorial (MSV). En la figura 1 se muestra la arquitectura general del enfoque propuesto para la clasificación de notas de admisión.

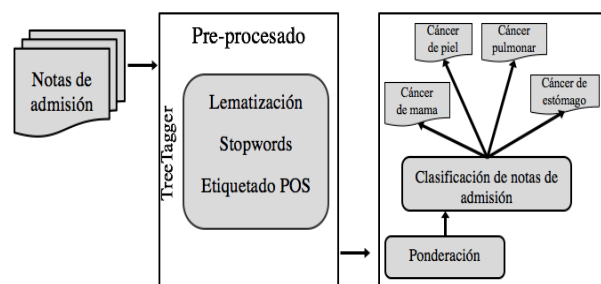


Figura 1 Arquitectura general del enfoque propuesto

### Pre-procesado de Notas de Admisión

Las notas de admisión creadas por los médicos presentan una sección de padecimiento actual, donde se describe la evaluación realizada al paciente en cuestión. En ella se describen los signos y síntomas, apariencia y hallazgos del paciente. Este padecimiento actual es descrito como texto no estructurado y puede contener información no relevante. Por ello, se realiza una serie de tareas como pre-procesado con la finalidad de mejorar la calidad de estos textos.

Los textos en la nota de admisión que describen el padecimiento actual del paciente es segmentado, es decir, dividido en palabras (*tokens*), además, se eliminan los caracteres especiales (# \$ % & \*), puntos, comas y signos (¿, ¡). Las oraciones resultantes son etiquetadas con las categorías gramaticales correspondientes (verbos sustantivos, adjetivos, pronombres y determinantes) mediante la herramienta *TreeTagger* [Helmut, 1995]. Adicionalmente, una lematización se lleva a cabo, la cual consiste en reducir las palabras a sus raíces, eliminando los sufijos, flexiones y conjugaciones de las palabras. La tabla 1 muestra ejemplos de palabras y el resultado que se obtiene de la segmentación, lematización y etiquetado gramatical.

Tabla 1 Lematización y etiquetado de palabras.

Palabra	Raíz	Etiqueta gramatical
paciente/ <i>patient</i>	<i>patient</i>	NN
tiene/ <i>has</i>	<i>have</i>	VHZ
un/ <i>a</i>	<i>a</i>	DT
severo/ <i>severe</i>	<i>severe</i>	JJ
dolor de cabeza/ <i>headache</i>	<i>headache</i>	NN
<i>donde NN = Sustantivo; VHZ= verbo "tener" en tercera persona del singular; DT= determinante; JJ = adjetivo.</i>		

Adicionalmente, se lleva a cabo una normalización de las oraciones, mediante la conversión a minúsculas y se eliminan las *stopwords*, palabras que no aportan significado y por lo tanto, no son funcionales para la clasificación del tipo de cáncer. Esta lista de palabras contiene artículos (un, la, los), preposiciones (a, con, de, para) y verbos no funcionales (ser, estar).

### Representación y Ponderación de las Características

Se utilizó un conjunto de características para la representación de las notas de admisión. Dos tipos de características en este trabajo: características lingüísticas y uni-gramas de palabras gramaticales.

Las **características lingüísticas** corresponden al número de verbos, sustantivos, conjunciones, determinantes, adjetivos, adverbios, pronombres personales y preposiciones que se encuentran en una nota de admisión. Además, se añaden las siguientes características simples:

- a) Longitud promedio de las sentencias en términos de palabras.
- b) Presencia de negaciones (*no/no*, *negado/denied*, *ni/neither*, *nunca/never*).  
Esta es una característica binaria.
- c) Presencia de verbos que indican un síntoma (*presenta/present*, *tiene/has*, *acude con/come(s) with*).

Por su parte, los **unigramas** corresponden a la lista de palabras sin repeticiones que contiene una nota de admisión. Se conserva la categoría gramatical por que se ha experimentado con verbos, sustantivos, adjetivos y su combinación.

La ponderación de los **unigramas** se lleva a cabo mediante el modelo de la bolsa de palabras como un vector  $V_j = (v_{1j}, v_{2j}, v_{3j})$ , el cual consiste en un lexicón o diccionario de las palabras de las notas de admisión. La ponderación consiste determinar los valores de cada palabra de modo que el componente  $v_{ij}$  representa la importancia que produce la característica  $i$ , en la nota de admisión  $j$  en relación a las palabras de todo el conjunto de notas. La importancia de una palabra (unigrama) está determinado por la fórmula de TF-IDF (Frecuencia de la palabra en la nota de admisión con respecto a la frecuencia de la palabra en todo el

conjunto de notas). Para ello, es necesario obtener, mediante la ecuación 1, el valor de TF (Frecuencia de la palabra), que consiste en el número de veces que una palabra ( $t$ ) aparece en una nota de admisión ( $S$ ).

$$TF(t_i, S_j) = f(t_i, S_j) \quad (1)$$

Después se obtuvo la frecuencia inversa que determina si el término es común en la colección de notas de admisión clínica y que se obtiene mediante la ecuación 2.

$$IDF(t_i, S_j) = \log \frac{|S|}{1 + |\{S \in S : t_i \in S\}|} \quad (2)$$

Esta información se utiliza, entonces, para calcular el valor final de TF-IDF utilizando la ecuación 3.

$$w_{ij} = TF(t_i, S_j) \times IDF(t_i, S_j) \quad (3)$$

Finalmente, una fase de normalización es llevada a cabo a partir de la matriz obtenida de aplicar la ecuación 4.

$$W_{norm} = \frac{w_{ij}}{\sqrt{\sum_{i=0}^n |w_{ij}|^2}} \quad (4)$$

Donde  $n$  representa el número total de notas de admisión y  $j$  expresa cada nota.

### **Clasificación de Notas de Admisión**

La identificación del tipo de cáncer descrito en la nota de admisión, específicamente, en la sección del padecimiento actual de los pacientes, corresponde a una tarea típica de clasificación de textos. La idea es determinar la categoría de cáncer expresado en la nota. Cuatro tipos de cáncer son considerados en las notas de admisión: cáncer de estómago, cáncer pulmonar, cáncer de pecho y cáncer de piel.

La clasificación de los textos que corresponden al padecimiento actual se basa en el vector ponderado y normalizado de las palabras de cada una de las notas de admisión. Estos vectores son la entrada para el algoritmo de clasificación supervisada Máquinas de Soporte Vectorial, cuyo objetivo es predecir la categoría de la nota basándose en un conjunto de notas de entrenamiento previamente etiquetadas.

La tarea de clasificación de notas de admisión se lleva a cabo mediante el algoritmo de Máquinas de Soporte Vectorial (MSV) [Chang, 2001], el cual ha sido

ampliamente utilizado en la clasificación de textos con etiquetas simples. Este clasificador construye un conjunto de hiperplanos en un espacio n-dimensional con los textos de las notas de entrenamiento, estos hiperplanos son utilizados para predecir la clase de las nuevas notas de admisión.

La idea es evaluar la tarea de clasificación, combinando las diversas características (lingüísticas y n-gramas) con el algoritmo MSV y la ponderación de las palabras (TF-IDF), para encontrar la mejor configuración en cuanto a precisión y cobertura. La implementación del algoritmo de clasificación se ha llevado a cabo mediante la herramienta WEKA [Garner, 1995].

### **3. Resultados**

En este artículo realizamos una experimentación de la tarea de clasificación de reportes clínicos (notas de admisión) para la detección temprana de cáncer con la finalidad de apoyar la toma de decisiones con respecto a los diagnósticos. La experimentación se basa en n-gramas de palabras y características lingüísticas de las notas. La evaluación del enfoque de clasificación de notas de admisión se lleva a cabo con la base de datos denominada MIMIC-II [Saeed, 2011]. La base de datos de MIMIC-II contiene, entre otros datos, notas clínicas con texto no estructurado en inglés de aproximadamente 40 000 estancias en Unidades de Cuidados Intensivos (UCI) de casi 33 000 pacientes en el Centro Médico Beth Israel Deaconess (BIDMC) en Boston, Massachusetts, entre 2001 y 2008.

Para cada hospitalización, seleccionamos todas las notas de la UCI, que describen la nota de admisión del médico. Estas forman lo que llamamos un conjunto de notas de admisión. Estas notas corresponden a pacientes, los cuales son identificados través del campo HADM\_ID de las hospitalizaciones durante las cuales se asignó o realizó un diagnóstico de interés. Este diagnóstico es de suma importancia para nuestro enfoque ya que proporciona una sola etiqueta para cada nota de admisión, esto se soluciona con el clasificador Máquinas de Soporte Vectorial (MSV) con etiquetas simples.

A partir del conjunto total de notas de admisión se extraen solo las que pertenecen a cuatro categorías (cáncer de estómago, cáncer pulmonar, cáncer de pecho o

cáncer de piel), debido a que presentan una mayor cantidad de notas. Un total de 1078 notas de admisión son extraídas, distribuidas de la forma como se muestran en la tabla 2, la cual expone la cantidad de notas para cada categoría de diagnóstico. Después, estas notas serán divididas en dos conjuntos: entrenamiento y pruebas.

Tabla 2 Distribución de notas de admisión por diagnóstico.

<b>Diagnóstico</b>	<b>Cantidad de notas de admisión</b>
cáncer de estómago	220
cáncer pulmonar	405
cáncer de pecho	223
cáncer de piel	230
<b>Total</b>	<b>1078</b>

Los vectores de características son extraídos a partir de este conjunto de 1078 notas de admisión. Luego, estos vectores son divididos en un conjunto de entrenamiento del clasificador y otro conjunto de prueba para validar la eficiencia de la tarea de clasificación. El conjunto de entrenamiento corresponde con el 70% de las notas para tener un total de 754, mientras que el resto corresponde al conjunto de prueba, el cual está constituido por 324 notas de admisión.

La experimentación consiste en utilizar el algoritmo de clasificación denominado Máquinas de Soporte Vectorial con la ponderación TF-IDF. Todos los experimentos se llevaron a cabo con los siguientes parámetros: parámetro de complejidad (número de hiperplanos a construir): -C 1; parámetro gama (tipo de kernel a utilizar): -K PolyKernel; tamaño de la memoria cache a utilizar: -C 250007; parámetro de tolerancia: -L 0.001.

Para la etapa de evaluación del clasificador, se provee un conjunto de pruebas, mutuamente excluyente del conjunto de entrenamiento, que consiste en 324 reportes clínicos (notas de admisión). Se utilizan dos métricas prácticas para el análisis de la clasificación de notas de admisión: porcentaje de instancias clasificadas correctamente (C) para cada categoría y el porcentaje de instancias clasificadas incorrectamente (I). Todos los experimentos se realizaron sobre el conjunto etiquetado de manera única en cuatro tipos de diagnósticos de cáncer: estómago, pulmonar, pecho, piel.

Una experimentación exhaustiva y comparativa entre las características lingüísticas y los unigramas de palabras por categoría gramatical es desempeñada. Las categorías gramaticales a evaluar son sustantivos, verbos y adjetivos. La tabla 3 muestra los resultados de la clasificación utilizando características lingüísticas por cada categoría, las cuales fueron descritas en la sección 2.

Tabla 3 Resumen de clasificación de notas médicas utilizando características lingüísticas.

Tipos de diagnóstico	% Correctas	% Incorrectas
Cáncer de estómago	45.4	54.6
Cáncer pulmonar	59.1	40.9
Cáncer de pecho	38.1	61.9
Cáncer de piel	47.8	52.2
Promedio	47.6	52.4

La tabla 4 muestra los resultados de la clasificación utilizando el léxico de unigramas de verbos, sustantivos y adjetivos como características para la clasificación de las notas clínicas basada en el diagnóstico de tipo de cáncer.

Tabla 4 Resumen de clasificación de notas médicas con características gramaticales.

Característica gramatical	Sustantivo		Verbo		Adjetivo	
	% C	% I	% C	% I	% C	% I
Cáncer de estómago	68.3	31.7	56.3	43.7	64.5	35.5
Cáncer pulmonar	76.2	23.8	62.1	37.9	71.7	28.3
Cáncer de pecho	73.1	26.9	52.4	47.6	61.7	38.3
Cáncer de piel	71.0	29.0	50.4	49.6	63.9	36.1
Promedio	72.1	27.9	55.3	44.7	65.4	34.6

#### 4. Discusión

Los resultados presentados en las tablas 3 y 4 muestran, en resumen, que resulta mejor la clasificación de notas de admisión utilizando características gramaticales que utilizar características lingüísticas simples como la longitud de las oraciones, la presencia de negaciones y la presencia de verbos que indican síntomas. Además, la tabla 4 demuestra que a partir de las categorías gramaticales, se obtienen los mejores resultados utilizando sustantivos, con los cuales se logra un porcentaje promedio de 72.1% de instancias correctamente

clasificadas para las cuatro categorías. Por lo tanto, se comprueba que este comportamiento se debe a que los sustantivos describen nombres de enfermedades, nombres de medicamento, nombres de síntomas y cualquier entidad nombrada dentro de las notas de admisión. Esto quiere decir, que al detectar cualquier entidad nombrada como un sustantivo, el algoritmo divide con mejor precisión las cuatro categorías de diagnósticos de cáncer.

## **5. Conclusiones**

En este artículo se ha presentado un enfoque para la clasificación de notas clínicas utilizando el algoritmo de aprendizaje automático denominado Máquinas de Soporte Vectorial (MSV) para predecir la categoría o tipo de cáncer descrito en el padecimiento actual de cada una de las notas de admisión.

El procesamiento de las notas de admisión incluye diversas tareas. Primero, un pre-procesado de las notas clínicas que involucra una lematización, eliminación de palabras vacías y etiquetado gramatical de partes de la oración. Además, las notas de admisión son caracterizadas como un conjunto de características lingüísticas y gramaticales, además de utilizar la medida TF-IDF para la ponderación de los términos o características. Finalmente, una clasificación de las notas de admisión mediante el algoritmo MSV es desempeñada sobre el conjunto de notas de admisión.

Las principales aportaciones de este trabajo son a) el enfoque de clasificación de notas de admisión mediante el algoritmo Maquinas de Soporte Vectorial; b) la caracterización de las notas mediante la longitud de las oraciones, la presencia de palabras de negación y la presencia de verbos que indican síntomas, además de presentar, como otra alternativa de caracterización, los lexicones agrupados por categorías gramaticales verbos, sustantivos y adjetivos; c) el descubrimiento de la mejor alternativa de clasificación de notas clínicas para apoyo en el diagnóstico de cáncer, mostrando que los sustantivos caracterizan mejor a los grupos de cáncer elegidos, debido a su propiedad para expresar nombres de enfermedades, nombres de medicamento y nombres de síntomas. El enfoque obtenido puede ser de gran utilidad al generar una herramienta para el apoyo de diagnósticos de



cáncer y es posible extenderlo a diversas enfermedades como diabetes, hipertensión, entre otras.

Como trabajo futuro, se puede experimentar con diversas características del lenguaje utilizado en las notas clínicas como la formación de frases, ya que un nombre de un medicamento, enfermedades o síntoma puede estar expresado como un sustantivo compuesto, lo que se le conoce como sintagma o frase nominal. Además, experimentar con listas de síntomas para cada categoría de cáncer podría ser de gran utilidad para la clasificación de notas clínicas.

## **6. Bibliografía y referencias**

- [1] Chang, Ch., Lin, Ch. LIBSVM, A Library for Support Vector Machines. *ACM Transactions on Intelligent Systems and Technology (TIST)*, vol. 2, no. 3, pp. 27-28, 2001.
- [2] Divita, G., Carter, M. E., Tran, L. T., Redd, D., Zeng, Q. T., Duvall, S., & Gundlapalli, A. V. v3NLP Framework: Tools to Build Applications for Extracting Concepts from Clinical Text. *eGEMs*, vol. 4, no. 3, 2016.
- [3] Garla, V. N., & Brandt, C., Ontology-guided feature engineering for clinical text classification. *Journal of biomedical informatics*, vol. 45, no. 5, pp. 992-998, 2012.
- [4] Kumar, L. S., & Padmapriya, A. Evidence based subsequent disease extraction from EMR Health Record by Grade Measure. In *IEEE Online International Conference on Green Engineering and Technologies (IC-GET)*, pp. 1-5, 2016.
- [5] Garla, V., Taylor, C., & Brandt, C. Semi-supervised clinical text classification with Laplacian SVMs: an application to cancer case management. *Journal of biomedical informatics*, vol. 46, no. 5, pp. 869-875, 2013.
- [6] Garner, S.R. Weka: The Waikato environment for knowledge analysis. In: *Proc. of the New Zealand Computer Science Research Students Conference*, pp. 57-64, 1995.
- [7] Helmut, S., Improvements in Part-of-Speech Tagging with an Application to German. *Proceedings of the ACL SIGDAT-Workshop*. Dublin, Ireland, 1995.

- [8] Jindal, P., & Roth, D., Extraction of events and temporal expressions from clinical narratives. *Journal of biomedical informatics*, vol. 46, pp. 13-19, 2013.
- [9] Kuwayama, K., Miyaguchi, H., Iwata, Y. T., Kanamori, T., Tsujikawa, K., Yamamuro, T., & Inoue, H. Three-step drug extraction from a single sub-millimeter segment of hair and nail to determine the exact day of drug intake. *Analytica Chimica Acta*, 948, pp. 40-47, 2016.
- [10] Ling, Y., Pan, X., Li, G., & Hu, X., Clinical documents clustering based on medication/symptom names using multi-view nonnegative matrix factorization. *IEEE transactions on nanobioscience*, vol. 14, no. 5, pp. 500-504, 2015.
- [11] Ma, L., Wang, Z., & Zhang, Y., Extracting Depression Symptoms from Social Networks and Web Blogs via Text Mining. In *International Symposium on Bioinformatics Research and Applications*, pp. 325-330, 2017.
- [12] Mahmood, A. A., Wu, T. J., Mazumder, R., & Vijay-Shanker, K., Dimex: A text mining system for mutation-disease association extraction. *PloS one*, vol. 11, no. 4, 2016.
- [13] Nguyen, M. T., & Nguyen, T. T., DESRM: a disease extraction system for real-time monitoring. *International Journal of Computational Vision and Robotics*, vol. 5, no. 3, pp. 282-301, 2015.
- [14] Parlak, B., & Uysal, A. K., Classification of medical documents according to diseases. In *23th IEEE Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, pp. 1635-1638, 2015.
- [15] Paul, R., & Hoque, A. S. M. L., Clustering medical data to predict the likelihood of diseases. In *IEEE Fifth International Conference on Digital Information Management (ICDIM)*, pp. 44-49, 2013.
- [16] Paul, M. J., & Dredze, M., Drug Extraction from the Web: Summarizing Drug Experiences with Multi-Dimensional Topic Models. In *HLT-NAACL*, pp. 168-178, 2013.
- [17] Peters, S. A., Jones, C. R., Ungell, A. L., & Hatley, O. J., Predicting drug extraction in the human gut wall: assessing contributions from drug

- metabolizing enzymes and transporter proteins using preclinical models. *Clinical pharmacokinetics*, vol. 55, no. 6, pp. 673-696. 2016.
- [18] Riley, D. S., Extracting symptoms from homoeopathic drug provings. *British Homoeopathic Journal*, vol. 86, no. 4, pp. 225-228. 1997.
- [19] Roberts, A., Gaizauskas, R., & Hepple, M., Extracting clinical relationships from patient narratives. In *Proceedings of the Workshop on Current Trends in Biomedical Natural Language Processing*, Association for Computational Linguistics, pp. 10-18, 2008.
- [20] Saeed M, Villarroel M, Reisner AT, et al. Multiparameter intelligent monitoring in intensive care II (MIMIC-II): a public-access ICU database. *Crit Care Med*, vol. 39, pp. 952-60, 2011.
- [21] Santiso, S., Pérez, A., Gojenola, K., Taldea, I. X. A., Casillas, A., & Oronoz, M. Adverse Drug Event prediction combining shallow analysis and machine learning. In *Proceedings of the 5th International Workshop on Health Text Mining and Information Analysis (Louhi) EACL*, pp. 85-89, 2014.
- [22] Santiso, S., Casillas, A., Pérez, A., Oronoz, M., & Gojenola, K. Document-level adverse drug reaction event extraction on electronic health records in Spanish. *Procesamiento del Lenguaje Natural*, no. 56, pp. 49-56, 2016.
- [23] Sarker, A., & Gonzalez, G., Portable automatic text classification for adverse drug reaction detection via multi-corpus training. *Journal of biomedical informatics*, 53, 196-207, 2015.
- [24] Shao, Y., & Nezu, K., Extracting symptoms of bearing faults in the wavelet domain. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, vol. 218, no. 1, pp. 39-51. 2004.
- [25] Zhao, R. W., Li, G. Z., Liu, J. M., & Wang, X. Clinical multi-label free text classification by exploiting disease label relation. In *IEEE International Conference on Bioinformatics and Biomedicine (BIBM)*, pp. 311-315, 2013.

## MODELADO Y CONTROL DEL GIROSCOPIO ECP-750

**José Manuel Reyes Rodríguez**

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla

*jm\_rr1937@hotmail.com*

**Fernando Reyes Cortés**

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla

*fernando.reyes@correo.buap.mx*

**J. Eligio Moisés Gutiérrez Arias**

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla

*jmgutierrez@ece.buap.mx*

### Resumen

En el presente artículo se muestra la obtención del modelo cinemático y dinámico del giroscopio ECP-750 utilizando la convención de Denavit–Hartenberg para la cinemática y la mecánica analítica mediante las ecuaciones de Euler-Lagrange para la dinámica. El giroscopio ECP-750 es un sistema subactuado de cuatro grados de libertad no lineal, el cual posee dos grados de libertad actuados y dos subactuados, de los cuales los subactuados son producto de la dinámica del sistema. Se lleva a cabo el control de posición de los dos grados de libertad subactuados utilizando una tarjeta Arduino DUE donde se implementan los controladores PD simple y un controlador PD modificado con funciones saturadas del cual se muestra el análisis de estabilidad de Lyapunov. Se comparan los resultados obtenidos con ambos controladores y se compara el desempeño en la prueba.

**Palabras Claves:** Arduino, control de posición, giroscopio ECP-750, Lyapunov, MATLAB.

### Abstract

*In this paper we present the kinematic and dynamic model of the ECP-750 gyroscope using the Denavit-Hartenberg convention to kinematics and analytical*

*mechanics using the Euler-Lagrange equations to dynamics. The ECP-750 gyroscope is a non-linear underactuated system of four degrees of freedom, which has two degrees of freedom actuated and two underactuates, of which the underactuates are a product of the dynamics of the system. The position control of the two underactuated degrees of freedom is performed using an Arduino DUE board where are implemented the controllers  $PD + g(q)$  and a modified PD controller with saturated functions of which its Lyapunov stability analysis is shown. It compares the results obtained with both controllers and compares the performance in the test.*

**Keywords:** *Arduino, desired position, ECP-750 gyroscope, Lyapunov, MATLAB.*

## 1. Introducción

En la figura 1 se observa el giroscopio ECP-750 el cual es un aparato de la compañía Educational Control Products (ECP), la cual se especializa en el desarrollo de sistemas para propósitos de investigación en el área de control.

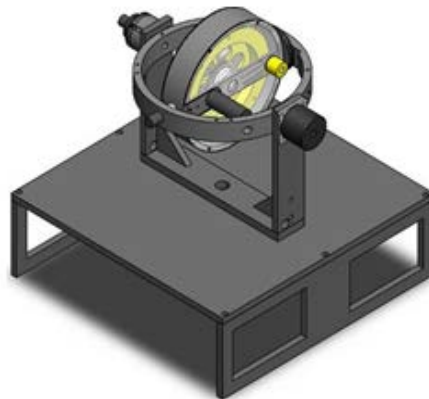


Figura 1 Giroscopio ECP-750.

En particular este modelo es un sistema de 4 grados de libertad (GDL) no lineal, el cual posee dos GDL actuados y dos subactuados, donde el movimiento de los subactuados es producto de la dinámica del sistema. En barcos, aviones, satélites, cohetes y telescopios espaciales, el giroscopio es el elemento principal en el sistema de estabilización, ya que permite obtener la información necesaria sobre la inclinación que la nave tiene respecto a un sistema de referencia.

El estudio de los sistemas no lineales subactuados es un tema de mucho interés dentro de la comunidad científica, ya que no suele ser fácil el desarrollo matemático para llegar a obtener un modelo que describa la dinámica del sistema y por consecuencia el control de estos resulta de mayor complejidad en comparación con los sistemas lineales.

En la literatura no existe algún modelo dinámico de un giroscopio de 4 grados de libertad que utilice la convención de Denavit-Hartenberg y las Ecuaciones de Euler-Lagrange juntas, de ahí la importancia de este artículo para la comunidad interesada en sistemas con características similares al giroscopio. Sin embargo en la literatura se puede encontrar con el modelo dinámico para el giroscopio Quanser de 3 grados de libertad (figura 2) que tiene como objetivo llevar a cabo el control del giroscopio mediante la implementación de un controlador LQR (Linear Quadratic Regulator por sus siglas en inglés).

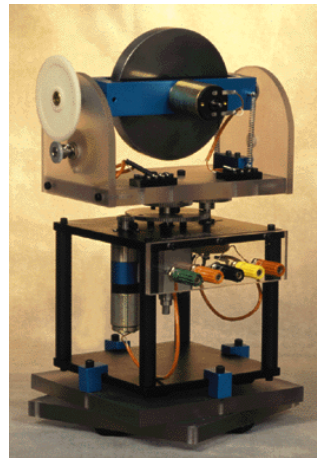


Figura 2 Giroscopio Quanser de 3 grados de libertad.

Se utilizan librerías de MATLAB/SIMULINK preestablecidas por la marca del giroscopio para observar el comportamiento que el sistema presenta en pruebas experimentales. Los autores presentan un modelo dinámico que inicia con el estudio de un análisis cinemático, donde se unen los marcos móviles a cada eslabón de la cadena cinemática para después relacionarlas con la orientación de cada marco móvil respecto a un marco fijo y finalmente se obtienen las matrices de rotación [Moyrón, 2016].

También en la literatura se encuentra documentado el estudio de un controlador ICD (Individual Chanel Design por sus siglas en inglés) para el giroscopio ECP-750, en este artículo no se enfocan en el modelado del sistema ya que su objetivo principal es el diseño de un controlador ICD para observar el comportamiento que el sistema presenta, de igual forma se utilizan librerías de MATLAB y SIMULINK desarrolladas por el fabricante para llevar a cabo la prueba experimental con el giroscopio [Liceaga, 2005].

El control del giroscopio ECP-750 se llevaba a cabo mediante una interfaz que fue diseñada para Windows 95 y 2000 y con una electrónica especializada de alto costo [ECP, 2005]. A lo largo de los años la tecnología ha tenido grandes avances en cuanto a tarjetas de adquisición de datos, por lo cual para el desarrollo del presente artículo se optó por una tarjeta de desarrollo conocida por la mayoría de los estudiantes, profesores e investigadores. La tarjeta que se seleccionó por sus prestaciones fue la Arduino DUE, en la cual se implementan los algoritmos PD simple y un PD modificado con funciones saturadas para llevar a cabo el control de posición de los cuales el PD con funciones saturadas tiene un mejor desempeño en las pruebas realizadas.

## **2. Métodos**

La obtención del modelo cinemático y dinámico se puede obtener mediante la implementación de metodologías que faciliten el proceso matemático, unas de las más estudiadas y aceptadas dentro de la comunidad científica es la convención de Denavit-Hartenberg (DH) para la cinemática y la mecánica analítica utilizando las ecuaciones de Euler-Lagrange para la dinámica. El modelo dinámico obtenido de estas técnicas representa matemáticamente la relación que existe entre el torque requerido para cada articulación o grado de libertad y las propiedades físicas del sistema resaltando parámetros como: masas, inercias y centros de gravedad.

Como primer paso se obtuvo la cinemática del giroscopio utilizando la convención de DH. Para esta metodología se requiere la asignación de sistemas de referencia asignados a cada articulación o grado de libertad, comenzando con un sistema de referencia fijo el cual se coloca a la base del giroscopio. La cinemática directa de

un robot o sistema proporciona las coordenadas cartesianas del extremo final del robot relativo a un sistema de referencia cartesiano fijo. En la figura 3 se muestra la asignación de sistemas de referencia para las articulaciones  $i - 1$ ésima,  $i$ ésima y  $i + 1$ ésima, esto para la metodología utilizada [Reyes, 2012].

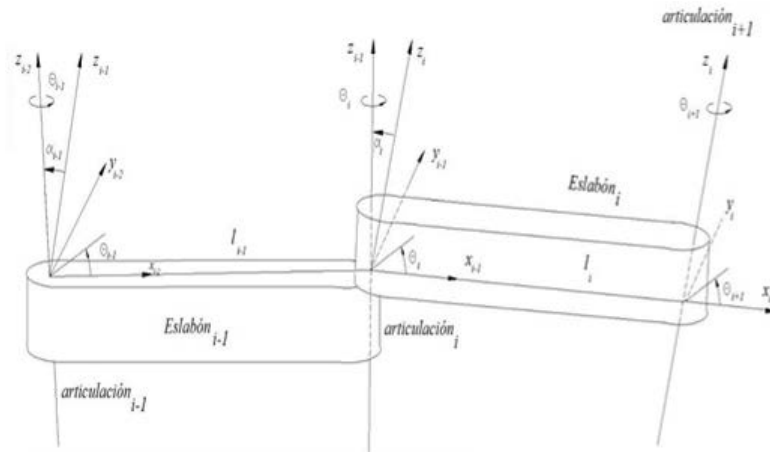


Figura 1 Sistemas de referencia según la convención de Denavit-Hartenberg.

En general para la asignación de los sistemas de referencia se tiene el siguiente procedimiento [Reyes, 2012]:

- El eje  $z_i$  se asigna rígidamente a la articulación  $i + 1$ . Es decir,  $z_0$  es el eje de la articulación 1,  $z_1$  de la articulación 2 y así sucesivamente.
- Localizar el origen  $O_i$  del sistema de referencia  $\Sigma_i(x_i, y_i, z_i)$  en la intersección del eje  $z_i$  con la normal común a los ejes  $z_{i-1}$  y  $z_i$ .
- Seleccionar el eje  $x_{i-1}$  sobre la normal que une los ejes  $z_{i-1}$  y  $z_i$  en dirección de la articulación  $i - 1$  hacia la articulación  $i$ .
- Definir el ángulo de torsión  $\alpha_i$ , este es el ángulo entre los ejes  $z_i$  y  $z_{i-1}$ , este se mide con valor positivo en el sentido de las manecillas del reloj sobre el eje  $x_i$ .
- Seleccionar el eje  $y_i$  por la regla de la mano derecha.

En la figura 4 se observa el diagrama esquemático del giroscopio ya con los ejes de referencia colocados según la metodología.



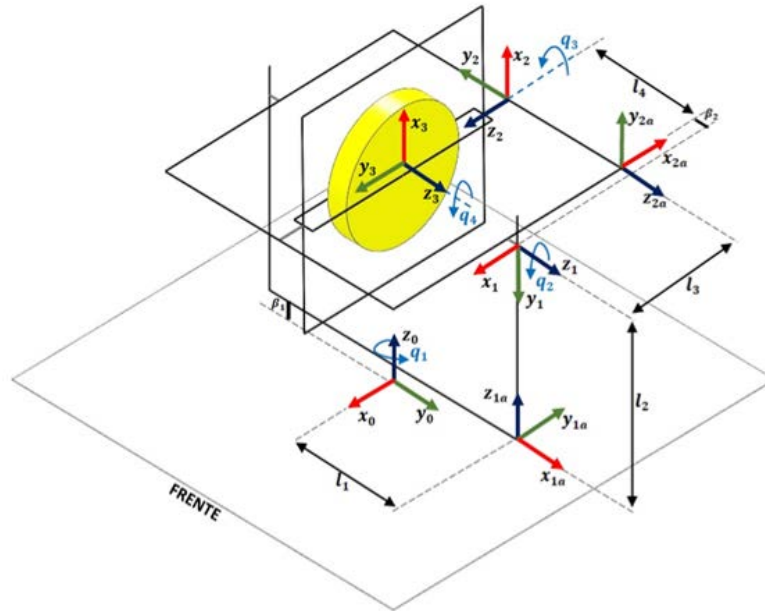


Figura 4 Diagrama esquemático del giroscopio con los ejes de referencia asignados.

Para obtener la cinemática directa del giroscopio es necesario llenar la tabla de parámetros DH. A continuación, se resumen los parámetros del *i*-ésimo eslabón:

1. En la figura 5 se muestra el parámetro  $l_i$  el cual es la longitud del *i*-ésimo eslabón, es la distancia de  $z_{i-1}$  hacia el eje  $z_i$  medida sobre el eje  $x_i$ .

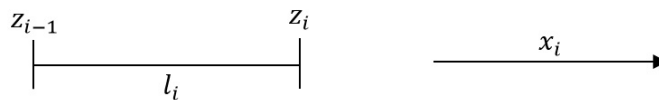


Figura 5 Parámetro  $l_i$ .

2. En la figura 6 se muestra el parámetro  $\alpha_i$  el cual es el ángulo de torsión, el cual representa el ángulo entre los ejes  $z_{i-1}$  y  $z_i$  medido en el sentido contrario de las manecillas del reloj sobre el eje  $x_i$ .

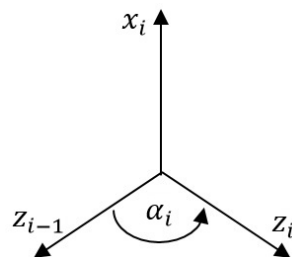


Figura 6 Parámetro  $\alpha_i$ .

3. En la figura 7 se muestra el parámetro  $d_i$ , es la distancia medida del origen del sistema de referencia  $i-1$  hasta la intersección del eje  $x_i$  con el eje  $z_{i-1}$  medido a lo largo del eje  $z_{i-1}$ .

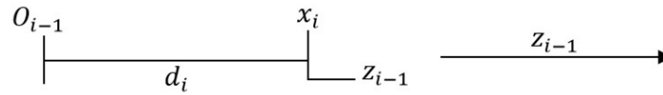


Figura 2 Parámetro  $d_i$ .

4. En la figura 8 se muestra el parámetro  $\theta_i$ , es el desplazamiento rotacional de  $x_{i-1}$  a  $x_i$  medido alrededor del eje  $z_{i-1}$ . El signo positivo de  $\theta_i$  es en el sentido contrario a las manecillas del reloj.

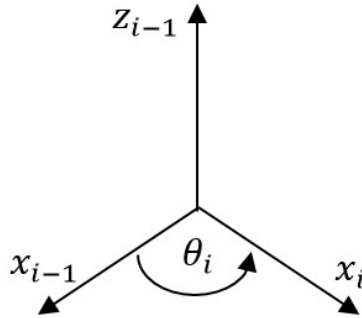


Figura 8 Parámetro  $\theta_i$ .

Una vez que se tienen los parámetros de la tabla, se procede a obtener las matrices de transformación de las cuales se obtendrá la cinemática del giroscopio, estas matrices de obtienen como se muestra en la ecuación 1 [Reyes, 2012].

$$H_{i-1}^i = \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & -\text{sen}(\theta_i) \cos(\alpha_i) & \text{sen}(\theta_i) \text{sen}(\alpha_i) & a_i \cos(\theta_i) \\ \text{sen}(\theta_i) & \cos(\theta_i) \cos(\alpha_i) & -\cos(\theta_i) \text{sen}(\alpha_i) & a_i \text{sen}(\theta_i) \\ 0 & \text{sen}(\alpha_i) & \cos(\alpha_i) & d_i (\beta_i) \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

De la ecuación 1 se obtienen las matrices de transformación de cada articulación ingresando los parámetros de la tabla DH para la obtención de estas, para finalmente multiplicar las matrices de transformación y obtener la matriz de transformación homogénea. La cinemática directa del giroscopio se encuentra inmersa en la matriz resultante de la multiplicación de matrices y está dada por el

vector de translación. En la ecuación 2 se observan las características de la matriz de transformación homogénea [Oviedo, 2010].

$$H_0^4 = \begin{bmatrix} R^{3 \times 3} & d^{3 \times 1} \\ f^{1 \times 3} & s^{1 \times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Rotación} & \text{Traslación} \\ \text{Perspectiva} & \text{Escalamiento} \end{bmatrix} \quad (2)$$

La cinemática del giroscopio que se obtuvo mediante la metodología de DH es la mostrada en la ecuación 3.

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\cos(q_1) * (\beta_2 - l_1 + l_4) \\ -\sin(q_1) * (\beta_2 - l_1 + l_4) \\ \beta_1 + l_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Tomando la relación  $l_4 + \beta_2 = l_1$  del diagrama esquemático del giroscopio, figura 4 la cinemática directa del giroscopio queda como muestra ecuación 4.

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \beta_1 + l_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Donde en la ecuación 4 se observa que el extremo final del giroscopio no tiene componentes en los ejes  $x$  y  $y$ , sólo tiene una componente constante en el eje  $z$  del sistema de referencia fijo. Esta es una propiedad específica del giroscopio, la posición del eje de rotación o extremo fina en el espacio delimitado por el sistema de referencia fijo no varía y siempre es constante.

Para obtener la dinámica del giroscopio se utilizó la mecánica analítica mediante las ecuaciones de Euler-Lagrange. Esta metodología requiere la obtención del Lagrangiano el cual se define por la ecuación 5 [Reyes, 2011].

$$\mathcal{L}(q, \dot{q}) = \mathcal{K}(q, \dot{q}) - \mathcal{U}(q) \quad (5)$$

Donde el lagrangiano depende de la posición y velocidad articular del giroscopio y está formado por las energías cinéticas  $\mathcal{K}(q, \dot{q})$  y potenciales  $\mathcal{U}(q)$  que presentan las articulaciones del giroscopio. El lagrangiano del giroscopio que se obtuvo es el mostrado en la ecuación 6.

$$\begin{aligned} \mathcal{L}(q, \dot{q}) = & \frac{1}{2} [m_1 l_{c1}^2 + I_1] \dot{q}_1^2 + \frac{1}{2} [(m_2 l_{c3}^2 + I_2) \dot{q}_2 + (m_2 l_{c3}^2 \cos^2(q_2) + I_2) \dot{q}_1^2 + 2I_2 \dot{q}_1 \dot{q}_2] \\ & + \frac{1}{2} I_3 (\dot{q}_1 + \dot{q}_2 + \dot{q}_3)^2 + \frac{1}{2} I_4 (\dot{q}_1 + \dot{q}_2 + \dot{q}_3 + \dot{q}_4)^2 - m_1 g (\beta_1 + l_2) \\ & - m_2 g (\beta_1 + l_2 - l_{c3} \sin(q_2)) - m_3 g (\beta_1 + l_2) - m_4 g (\beta_1 + l_2) \end{aligned} \quad (6)$$

Las ecuaciones de movimiento de Euler-Lagrange están dados por la ecuación 7 [Reyes, 2011].

$$\tau = \frac{d}{dt} \left\{ \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{q}} \right\} - \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial q} \quad (7)$$

Donde de la ecuación 6 se obtienen los torques requeridos para el movimiento de cada articulación mediante derivadas parciales y temporales del lagrangiano. Para finalmente tener una representación matricial de los torques para cada articulación donde se tengan expresadas las matrices de masas e inercias, Coriolis y pares de gravedad, esto mediante la representación mostrada en la ecuación 8 [Kelly, 2003], [Santibáñez, 2005].

$$\tau = M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + g(q) \quad (8)$$

Del lagrangiano obtenido se obtuvo el modelo dinámico en su forma matricial, quedando como la expresión matemática mostrada en la ecuación 9.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \tau_3 \\ \tau_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_1 l_{c1}^2 + m_2 l_{c3}^2 \cos^2(q_2) + I_1 + I_2 + I_3 + I_4 & I_2 + I_3 + I_4 & I_3 + I_4 & I_4 \\ & I_2 + I_3 + I_4 & I_3 + I_4 & I_4 \\ & I_3 + I_4 & I_3 + I_4 & I_4 \\ & I_4 & I_4 & I_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{q}_1 \\ \ddot{q}_2 \\ \ddot{q}_3 \\ \ddot{q}_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -m_2 l_{c3}^2 \cos(q_2) \sin(q_2) \dot{q}_2 & -m_2 l_{c3}^2 \cos(q_2) \sin(q_2) \dot{q}_1 & 0 & 0 \\ m_2 l_{c3}^2 \cos(q_2) \sin(q_2) \dot{q}_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \dot{q}_3 \\ \dot{q}_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -m_2 g l_{c3} \cos(q_2) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

Para el control del giroscopio se utiliza la tarjeta Arduino DUE donde se aplican los controladores PD simple y un PD con funciones saturadas [Reyes, 2002], estos son los mostrados en las ecuaciones 10 y 11.

$$\tau = K_p \tilde{q} - K_v \dot{\tilde{q}} \quad (10)$$

$$\tau = K_p \frac{\sinh \tilde{q}}{1 + \cosh \tilde{q}} - K_v \frac{\sinh \dot{\tilde{q}}}{1 + \cosh \dot{\tilde{q}}} \quad (11)$$

Debido a que se trata de un sistema subactuado de cuatro GDL con sólo dos actuados identificados como los GDL 3 y 4 se utilizó la técnica mostrada en las ecuaciones 12 y 13 para el control de posición de los GDL subactuados. Se muestran las ecuaciones para el controlador PD simple considerando que para el otro controlador se utiliza la misma técnica.

$$\tau_3 = K_p \bar{q}_1 - K_v \dot{q}_1 \quad (12)$$

$$\tau_4 = K_p \bar{q}_2 - K_v \dot{q}_2 \quad (13)$$

Donde el error de posición y velocidad del GDL 1 (subactuado) se asigna al GDL 3 (actuado) y de igual forma el error de posición y velocidad del GDL 2 (subactuado) se asigna al GDL 4 (actuado).

### 3. Resultados

La demostración de estabilidad en el sentido de Lyapunov del controlador mostrado en la ecuación 11 se llevó a cabo mediante la metodología de moldeo de energía [Oviedo, 2007]. En la ecuación 14 se muestra la función candidata de Lyapunov.

$$V(\bar{q}, \dot{q}) = \frac{1}{2} \dot{q}^T M(q) \dot{q} + \{[\ln(\cosh \bar{q} + 1)]^T K_p [\ln(\cosh \bar{q} + 1)]\} \quad (14)$$

Donde la derivada temporal (potencia) está dada por la ecuación 15.

$$\dot{V}(\bar{q}, \dot{q}) = \dot{q}^T M(q) \dot{q} + \frac{1}{2} \dot{q}^T \dot{M}(q) \dot{q} + \dot{q}^T K_p \frac{\sinh \bar{q}}{1 + \cosh \bar{q}} \quad (15)$$

Sustituyendo  $\bar{q}$  de la ecuación en lazo cerrado del sistema y reduciendo términos se obtiene ecuación 16.

$$\dot{V}(\bar{q}, \dot{q}) = -\dot{q}^T \left[ K_v \frac{\sinh \dot{q}}{1 + \cosh \dot{q}} \right] \leq 0 \quad (16)$$

De la ecuación 16 se concluye que la potencia es semidefinida negativa y cumple con que el sistema es estable.

Una vez que se supo que el sistema es estable con el controlador mostrado en la ecuación 7 se llevó a cabo el control de posición del giroscopio para los GDL 1 y 2, los cuales son los subactuados. Los resultados obtenidos se muestran en las siguientes gráficas obtenidas de una interfaz gráfica de usuario (GUIDE) que se diseñó en MATLAB exclusivamente para el giroscopio ECP-750 (figura 9), donde el usuario puede manipular diferentes parámetros en las pruebas experimentales a realizar, tales como: el tiempo de prueba, el controlador a implementar, las ganancias utilizadas para el controlador, posiciones deseadas, entre otros. De igual forma el usuario tiene a la vista las gráficas de posición, velocidad y

aceleración presentadas por cada uno de los 4 GDL. En esta interfaz el usuario tiene la oportunidad de guardar los datos recabados de la prueba experimental para que puedan ser procesados posteriormente a la prueba según las necesidades y requerimientos que el usuario defina para estos.

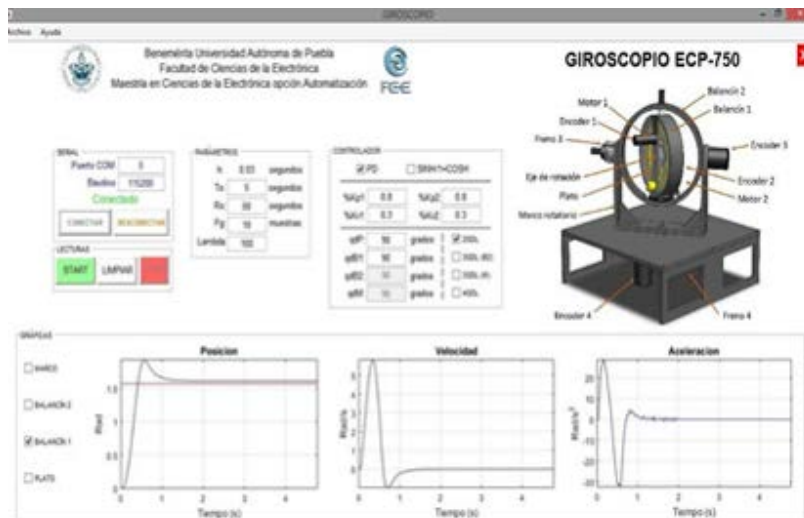


Figura 9 Interfaz de usuario para el control de posición del Giroscopio ECP-750.

En la figura 10 se observa el comportamiento que tuvo la posición del GDL 1 (subactuado) con ambos controladores para una posición deseada de 1.57 rad. Para ambos controladores se tiene una respuesta similar alcanzando el estado estacionario en 4.6 s para ambos controladores y con errores de posición en el estacionario de 0.01 rad para el controlador PD simple y -0.07 rad para el controlador PD con funciones saturadas. Se pudiera concluir que el PD simple tuvo un mejor desempeño por una diferencia muy pequeña en el error de posición, debido a que es una diferencia muy pequeña entre errores de posición se concluye que ambos controladores tuvieron casi el mismo desempeño para este GDL 1.

En la figura 11 se observa el comportamiento que tuvo el GDL 2 (subactuado) en la misma prueba y con la misma posición deseada de 1.57 rad. Se observa que para este GDL si se tiene una gran diferencia entre las curvas de posición presentadas por los controladores. Para el controlador PD simple se alcanza el estado estacionario en 1.48 s, pero se tiene un error de posición de 0.09 rad. En

cambio para el controlador PD con funciones saturadas se alcanza el estacionario en 1.71 segundos debido a un sobreimpulso con un pico máximo en de 1.67 rad en el tiempo 1.29 segundos, pero en el estacionario se tiene un error de posición de 0.00 rad, con lo cual se alcanza la posición deseada y se tiene una mejor respuesta que con el controlador PD simple.

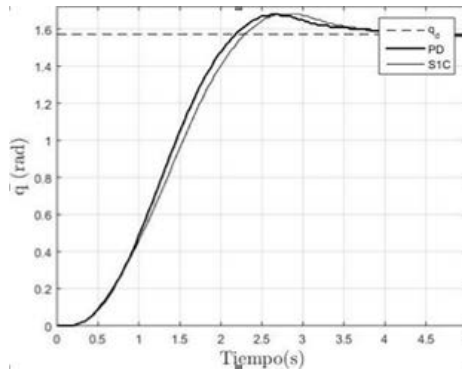


Figura 10 Curvas de posición para el grado de libertad 1 (subactuado).

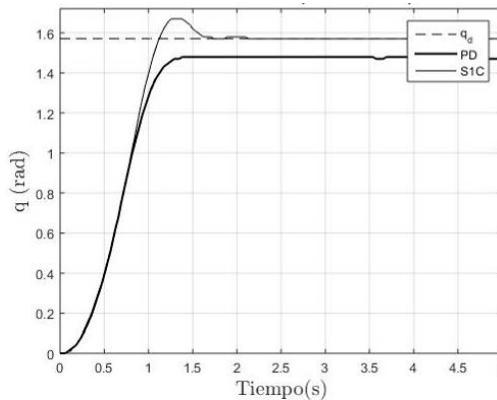


Figura 11 Curvas de posición para el grado de libertad 2 (subactuado).

Con los resultados obtenidos de la prueba de control de posición para los GDL subactuados del giroscopio se concluye que el controlador PD con funciones saturadas tiene un mejor desempeño.

#### 4. Discusión

Los resultados que se obtuvieron para el modelo dinámico y la prueba de control de posición para el giroscopio son de interés para la comunidad científica, ya que para llegar a estos se utilizaron técnicas no abordadas anteriormente para

sistemas similares como lo es un giroscopio, por ello los resultados obtenidos son un aporte importante en el estudio de sistemas similares al estudiado en este artículo. Da la confianza a los estudiantes, profesores e investigadores de implementar estas técnicas para sistemas no lineales y subactuados.

En la literatura no se encuentra documentado un modelo cinemático y dinámico similar al presentado en este artículo, es decir, los modelos para giroscopios que se encuentran en la literatura no utilizan las técnicas de la convención de Denavit-Hartenberg junto con las ecuaciones de movimiento de Euler-Lagrange, por ello en este artículo se presenta un estudio resuelto de estos sistemas, visto desde otro punto de investigación.

Por otra parte, el controlador PD simple y controladores PD con funciones saturadas son ampliamente abordados y documentados en el control de robots manipuladores totalmente actuados. En este artículo se optó por observar el comportamiento de estos, en un sistema no lineal subactuado como el giroscopio ECP-750 para comprobar que la implementación de estos controladores tiene un desempeño parecido o igual que en sistemas totalmente actuados.

## **5. Conclusiones**

El presente artículo planteó metodologías para sistemas no lineales totalmente actuados para un sistema subactuado como el giroscopio ECP-750, esto con el fin de comprobar que dichas metodologías se pueden implementar en sistemas subactuados con resultados satisfactorios. La cinemática directa de un giroscopio es conocida por la misma naturaleza de estos, pero no se había obtenido mediante una metodología diferente como la convención de Denavit-Hartenberg.

Los resultados obtenidos en las pruebas experimentales muestran que el controlador PD con funciones saturadas tiene un desempeño mejor que el controlador PD simple. Los errores de posición obtenidos en el estado estacionario demuestran que la técnica propuesta para el control de los GDL subactuados y la sintonización de ganancias es óptima ya que dichos errores de posición para el controlador con funciones saturadas son cercanos o iguales a cero y menores que los obtenidos con el controlador PD simple. Sin embargo, la respuesta que tiene el



sistema en el transitorio se puede mejorar con una técnica de sintonización de ganancias diferente y así obtener una respuesta más suave y que el error de posición en el estacionario sea igual a cero, es decir, que la posición deseada se alcance.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Educational Control Products, ECP Gyroscope Model 750, California, ECP, 2005.
- [2] Kelly R. & Santibáñez V., Control de movimiento de robots manipuladores, Madrid, Pearson Education, 2003.
- [3] Liceaga J., Liceaga E. & Amézquita L., Multivariable Gyroscope Control by Individual Chanel Design. 2005 IEEE Conference on Control Applications, Toronto, Canada, 2005.
- [4] Moyrón J., Sandoval J. & Santibáñez V., Diseño de un controlador LQR para un giroscopio de 3 grados de libertad. Investigación y Desarrollo en Robótica y Computación, Los Cabos, B.C.S, México, 2016.
- [5] Oviedo Barriga Jose L., Nuevas estrategias de control de movimiento. Tesis de maestría, Puebla, Puebla, Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, 2007.
- [6] Reyes C. Fernando, Matlab aplicado a la robótica y mecatrónica, México, Alfaomega, 2012.
- [7] Reyes C. Fernando, Robótica control de robots manipuladores, México, Alfaomega, 2011.
- [8] Reyes C. Fernando, Barahona J. & Espinoza E., Trigonometric saturated controller for robot manipulators, Advance in Systemm Theory, Mathematical Methods ans Applications, WSEAS, Electrical and Computer Engineering Series, pp. 278-283, 2002.
- [9] Oviedo Barriga Jose L., Transformaciones de cuerpos rígidos y coordenadas homogéneas. Cd. Mendoza, Veracruz, Universidad Veracruzana, 2010.
- [10] Santibáñez V., Loría A. & Kelly R., Control of robot manipulators in join space, Londres, Springer, 2005.

# **SIMULACIÓN DEL CONTROL Y LA COORDINACIÓN DE UN ROBOT EXPLORADOR EN UN AMBIENTE AGRÍCOLA**

***Marisol Rodríguez Cuevas***

Universidad Nacional de Colombia

*marrodriguezcue@unal.edu.co*

***Andrés Fernando Jiménez López***

Universidad Nacional de Colombia

*afjimenezlo@unal.edu.co*

***Pedro F. Cárdenas H.***

Universidad Nacional de Colombia

*pfcardenash@unal.edu.co*

## **Resumen**

En este artículo se presenta el procedimiento y los conceptos necesarios para la simulación de un vehículo terrestre no tripulado, con aplicaciones en el monitoreo de características fenológicas de cultivos agrícolas. La simulación se realiza mediante el uso de Gazebo a través de una máquina virtual comandada desde Matlab. El sistema de guiado del vehículo y detección se fundamenta en la visión artificial, que permite la definición de trayectorias específicas en un espacio abierto y la adquisición de imágenes de las plantas para estudiar su estado, como herramienta útil en la agricultura de precisión. El sistema busca ser la base tecnológica para el desarrollo de sistemas robóticos en campo abierto para la preparación del terreno, detección de enfermedades o estado nutricional de cultivos, facilitando el ingreso a los lotes, sin perjudicar el correcto desarrollo de las plantas.

**Palabras Claves:** Cultivos, Gazebo, jackal, máquina virtual, ROS.

## **Abstract**

*This paper presents the procedures and concepts necessary for the simulation of an unmanned land vehicle, with applications in the monitoring of phenologic*

*characteristics of agricultural crops. The simulation was done using Gazebo through a virtual machine commanded from Matlab. The guidance system of the vehicle and detection are based on artificial vision, which allows the definition of specific trajectories in an open space and the image acquisition of plants, to study their status; as a useful tool in precision agriculture applications. The system seeks to be the technological base for the development of robotic systems in open terrain for soil preparation, disease and weeds detection or nutritional status of crops, facilitating the entrance to the lots, without harming the correct development of plants.*

**Keywords:** *Crops, Gazebo, jackal, ROS, virtual machine.*

## **1. Introducción**

La agricultura de precisión (AP) es una estrategia holística, que busca la aplicación de insumos en el lugar, cantidad e instante adecuados. Uno de los sistemas más usados en AP son los sistemas robóticos, que permiten el seguimiento de trayectorias y la adquisición de información en campo, útil para la definición de requerimientos de insumos en los cultivos, que van desde la preparación del terreno hasta la obtención de la cosecha. La simulación de agentes físicos en entornos virtuales ha permitido el desarrollo de aplicaciones de prototipado y validación de respuestas de sistemas robóticos sin la necesidad de arriesgar la integridad física de los elementos que intervendrían en el mundo real, como es el caso de la agricultura. Mediante esta tecnología se puede adquirir información del desempeño de una máquina o algoritmo de manera eficiente, reduciendo en gran medida costos de investigación y desarrollo [Haslina, 2010]

Los escenarios robóticos son un campo de acción muy estudiado. Por medio de una simulación, un agente robótico puede interactuar con otros objetos y agentes en el mundo virtual, gracias a los sensores y actuadores que poseen. La complejidad del escenario virtual depende de la herramienta de software empleada, permitiendo, por tanto, el diseño de robots con diferentes funcionalidades [Vaughan, 2015].

Existen simuladores simples para robots sencillos hasta complejos simuladores en

3D, entre los que están: Stage, RViz y Gazebo. El primero es un simulador multi-robot que muestra al usuario un mundo definido en un archivo con una extensión *.world*. Este mundo contiene todo lo que el software necesita saber de los obstáculos, espacios libres con otros robots y objetos. RViz, como herramienta de simulador 3D de datos de otros nodos de ROS, permite incluso obtener datos de un robot real. Finalmente, Gazebo que es el simulador utilizado en este trabajo, simula el comportamiento de un robot en un mundo virtual, lo cual lo diferencia respecto a RViz. Gazebo permite, entre muchas opciones, diseñar robots de forma personalizada, crear mundos virtuales usando sencillas herramientas CAD e importar modelos ya creados [Francisco, 2005]. Además, es posible sincronizarlo con ROS de forma que los robots emulados publiquen la información de sus sensores en nodos, así como implementar una lógica y un control que dé ordenes al robot. Matlab juega un papel importante en este desarrollo porque permite simplificar y entender de una mejor manera cómo se ejecuta un nodo, cómo publicar o suscribirse, obteniendo de manera inmediata los resultados en el simulador. Además, porque si bien se desea hacer un proceso de investigación y desarrollo de procesos, para la realización de componentes matemáticos intensivos tales como instrumentos flexibles, cinemática inversa para robots, análisis de espacios de trabajo y diseño de control, requiere el uso de un ambiente de prototipado: Matlab/Simulink [Koubba, 2016].

ROS (Robotic Operative System por sus siglas en inglés) es un framework para el desarrollo de software para robots, que funciona como una interfaz del robot y combinando con Gazebo, resulta un simulador robótico robusto [Koenig, 2004]. ROS presenta funcionalidades de abstracción del hardware, manejo de componentes de bajo nivel, desarrollo de funcionalidades de uso común, comunicación de mensajes entre procesos y mantenimiento de paquetes. Se basa en una arquitectura de grafos, en los nodos se realiza procesamientos de recepción, envío y multiplexación de mensajes que provienen de sensores, actuación, control, estados y planificación.

Este artículo aborda el procedimiento para simular un ambiente y una aplicación de robótica en agricultura mediante la integración de Gazebo, Matlab y ROS.

## 2. Métodos

### Gazebo

Gazebo es un simulador 3D soportado por el Open Source Robotics Foundation (OSRF). En la figura 1 se puede ver un robot Turtlebot esperando a recibir comandos estando rodeado por objetos proporcionados por Gazebo tales como armarios, paredes, cubos y cilindros.

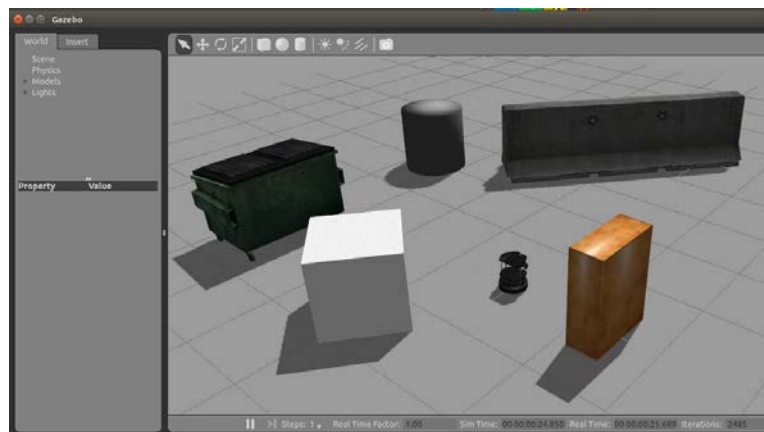


Figura 1 Turtlebot esperando comandos rodeado por objetos proporcionados por gazebo.

Gazebo fue diseñado originalmente para proporcionar simulaciones multirobot en un ambiente de exteriores de tres dimensiones. Fue concebido hacia finales del año 2002 en la Universidad del Sur de California por Andrew Howard y Nate Koenig como un simulador y aumentar las habilidades de Stage [Vaughan, 2015], un simulador ya existente diseñado para simulaciones 2D en ambientes interiores. Gazebo está disponible con licencia open-source y, así como muchos otros simuladores, usa ODE como su motor físico [Koenig, 2004]. En la figura 2 se muestra el esquema general con la arquitectura de Gazebo. Debido a que Gazebo fue diseñado para reflejar el comportamiento equivalente a la realidad, el software cliente usa una interfaz que se ve muy similar a la del robot real. El simulador es capaz de generar situaciones físicas tales como como la interacción a través de objetos (incluyendo una simulación precisa física de cuerpo rígido). Gazebo usa OpenGL (OpenGL 2010) para representar las imágenes obtenidas de las cámaras en simulación o simplemente como una herramienta de visualización. GLUT

(OpenGL Utility Toolkit) es una herramienta basada en OpenGL usada en Gazebo para la visualización de simulaciones. Las razones para adoptar estas herramientas en Gazebo son por la facilidad de uso, carga baja computacional independientemente en la plataforma [Koeing, 2004]. Las principales ventajas de Gazebo son:

- Simulación de diferentes sensores como sonares, láser escáner y GPS.
- Usa modelos comúnmente empleados, tales como Pioneer2DX, Pioneer2AT y SegwayRMP
- Soporte para plugins y programación en la nube.
- Motor de renderizado avanzado

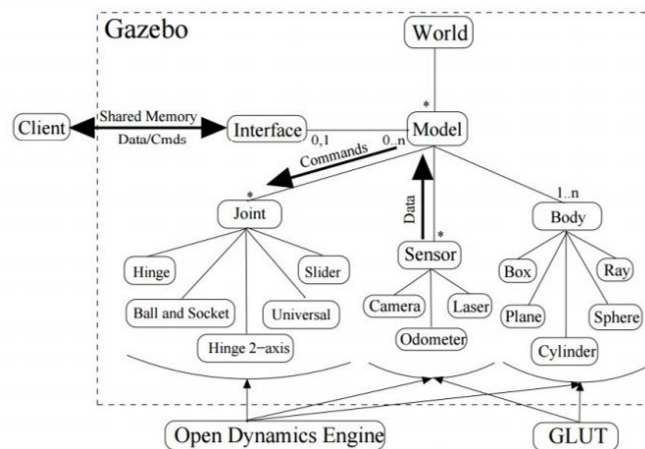


Figura 2 Esquema general con la arquitectura de Gazebo [Nathan, 2004].

Gazebo puede ejecutarse como simulador stand-alone, pero aquí se usará conjuntamente con Matlab y ROS para poder consultar desde los nodos que sean creados y la información de los sensores, así como para mandar comandos de velocidad entre otros.

### Máquina Física

Gazebo emplea ODE (Open Dynamics Engine), una máquina o motor físico open source creado por Russel Smith, para simular la dinámica y cinemática asociada a las articulaciones de cuerpos rígidos. Incluyendo varias características como múltiples juntas, detección de colisiones, funciones de masa y rotación y muchas

geometrías, incluyendo mallas triangulares, ver figura 3 Gazebo incluye una capa entre lo que proporciona ODE y los modelos de Gazebo. Esta capa permite la creación de objetos tales como rayos láser y planos de tierra, manteniendo la funcionalidad que brinda ODE.

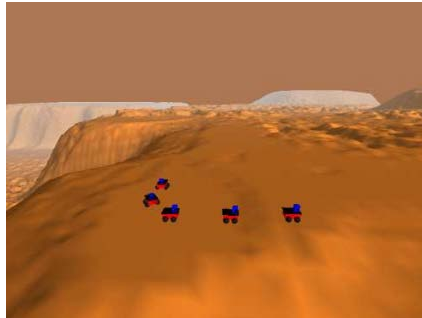


Figura 3 Infraestructura para conectar Gazebo

## Visualización

OpenGL y GLUT son las herramientas por defecto para visualización. OpenGL es una librería estándar para la creación de aplicaciones interactivas 2D y 3D. Es una plataforma independiente, altamente escalable, estable y continuamente está evolucionando. GLUT es un toolkit para OpenGL. Las escenas hechas usando OpenGL se muestran en ventanas creadas por GLUT. Este toolkit también provee mecanismos para interacción del usuario con Gazebo vía dispositivos estándar de entrada como teclados o ratones.

## El Mundo

Un ambiente completo es la colección de modelos y sensores. El terreno y las construcciones representan modelos estacionarios; los robots y otros objetos son dinámicos; los sensores se separan de la simulación dinámica ya que sólo colectan o emiten información. A continuación, se hace una descripción de los componentes en el simulador:

- *Modelo*: es cualquier objeto que tiene una representación física, desde objetos con simple geometría hasta robots complejos. Los modelos están compuestos de por lo menos un cuerpo rígido, cero o más juntas, sensores y de una interfaz para facilitar el flujo de datos.

- **Cuerpo:** representa una construcción básica de bloques de un modelo. Su representación física toma formas entre cubos, esferas, cilindros, planos y líneas. Cada cuerpo tiene una masa asignada, fricción, factor de rebote y propiedades como color, textura, transparencia, etc.
- **Juntas:** son las que proveen al mecanismo conexión entre cuerpos para formar relaciones cinemáticas y dinámicas. Hay múltiples juntas tales como prismáticas, rotacionales, de bolas, entre otras. Las juntas deben ser seleccionadas adecuadamente ya que a la vez pueden generar inestabilidad al conectar varias, haciendo que se pierda estabilidad si se seleccionan los parámetros inadecuados.
- **Interfaz:** permite que el usuario pueda acceder y controlar los modelos. Los comandos enviados por la interfaz pueden hacer que el modelo mueva las juntas, cambie la configuración de los sensores en él, o pedir información de los sensores.
- **Sensores:** En Gazebo no tienen representación física, pero sin un sensor un robot no podría realizar ninguna tarea útil, por lo que su importancia en el modelo es esencial y mandatoria. Los principales sensores en Gazebo son:
  - ✓ Odómetro: da información de la distancia recorrida.
  - ✓ Rayo de proximidad: devuelve el punto de contacto del objeto más cercano a lo largo de la trayectoria del rayo.
  - ✓ Cámara: esta representa una escena usando OpenGL desde la perspectiva del modelo en la que está.

## Construcción de Modelos

Los modelos son creados seleccionando los cuerpos y juntas necesarios para garantizar funcionalidad, de tal manera que se pueda evaluar y probar el robot en escenarios peligrosos y difíciles. Para crear el modelo no basta únicamente con unir enlaces, también es necesario conocer los controladores del robot, para que estos puedan ser ejecutados y llamados desde ROS o Matlab como un *.launch*. En este mismo ámbito de construcción de modelos también se deben tener en cuenta los sensores que son parte fundamental del modelo en construcción. En la figura 4



se muestra un modelo que permite ser manipulado y seguir trayectorias preestablecidas; creado a partir de código XML y con estructura xacro, con el que es posible captar imágenes del entorno, para luego ser procesadas.

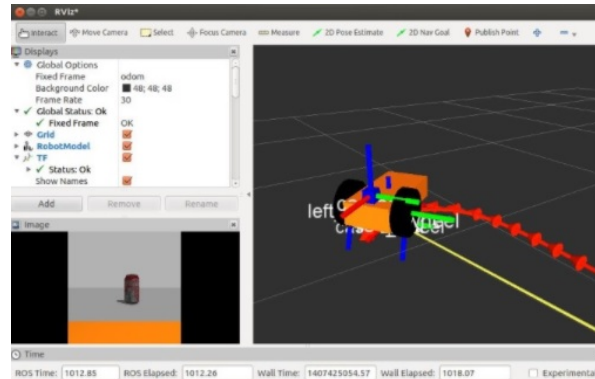


Figura 4 Modelo creado con sensores y sistema.

### Integración Matlab/Windows con Gazebo

El principal aspecto a considerar para llevar a cabo la integración de Matlab con Gazebo es que se ejecuta Matlab desde un sistema operativo Windows y Gazebo desde Linux, usando para tal propósito una máquina virtual (MV) como VMware Player. En la figura 5 se muestra el panorama general de la infraestructura empleada para llevar a cabo la integración. Dentro del sistema cliente Linux, se encuentra instalado Kubuntu, incluyendo ROS (Hydro) y Gazebo; donde la conexión se establece a través de la IP que tiene asignada la imagen ejecutada en VMware Player. Con esto, es posible enviar mensajes ROS desde Windows (Matlab), hasta Gazebo.

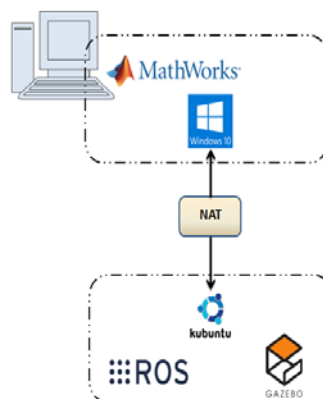


Figura 5 Infraestructura para conectar Gazebo con Matlab en Windows a través de una máquina virtual con Linux.

## Simulación en Gazebo

Al ejecutar Gazebo en el entorno Linux, se puede hacer la conexión con la IP desde Matlab:

```
rosinit('IP_Maquina_virtual')
```

Cuando se logra la conexión descrita anteriormente, se pueden enviar los mensajes al entorno de Gazebo para poder simular el ambiente y las tareas deseadas. Para la cual primero es necesario hacer correr el nodo Gazebo desde Linux. Una vez hecho esto ya se puede tener información del entorno virtual como los topics que hay disponibles para suscribirse y poder publicar o bien recibir información de ellos como sería el caso de la cámara. Desde Matlab esto se logra a partir de la creación de objetos que permiten la fácil interacción y control con el simulador. Para lo anterior se cuenta con los siguientes métodos:

- Servicio para pausar la simulación.
- Servicio que permite retomar la simulación después de haber sido pausada.
- Servicio para resetear la simulación.
- Servicio para reiniciar el mundo.
- Método empleado para retornar la estructura de las propiedades físicas de la simulación.
- Asignar propiedades físicas a la simulación.
- Lista de los elementos creados.
- Método para eliminar un modelo específico.

Del mismo modo, se cuenta con otras propiedades de gran utilidad:

- Parámetros físicos de la simulación
- Lista de los modelos del mundo Gazebo.
- Bandera para comprobar si los servicios están ejecutándose.
- Servicio cliente para aplicar fuerzas.
- Servicio cliente para aplicar torques a las juntas.
- Servicio cliente para establecer el estado del modelo.
- Servicio cliente para establecer las propiedades del modelo.

- Servicio cliente para configurar las juntas.

### 3. Resultados

Mediante Gazebo y Matlab, se simuló el robot Jackal (ver figura 6), que es un robot que cuenta con un computador, GRS e IMU; es pequeño y tiene una plataforma de búsqueda en terreno pesado. El robot ha sido simulado con la finalidad de recorrer campos de cultivo y hacer un procedimiento de reconocimiento de características fenológicas de plantas.



Figura 6 Robot Jackal.

Al robot Jackal simulado en Gazebo se le agregó una Point Grey Flea3, la cual es una cámara equipada con un sensor de 640x480 píxeles que permite la toma de 120 imágenes por segundo. Es pequeña y liviana, lo que permite la fácil adaptación sobre el robot. En la figura 7 se muestra el resultado de instalar la cámara mencionada en la plataforma robótica Jackal.

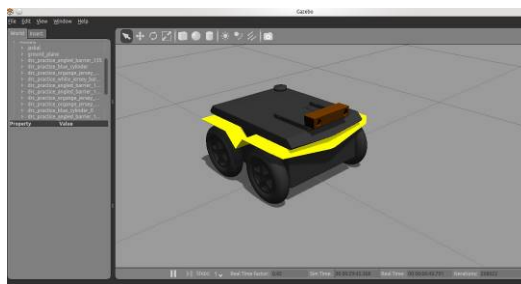


Figura 7 Robot Jackal en Gazebo con Point Grey Flea3.

El ambiente que se recreó corresponde a un cultivo; entorno por el cual el robot Jackal debía explorar, adquiriendo fotografías de cada una de las plantas que se encuentran en la zona, para de esta forma detectar deficiencias ya sea nutricionales o causadas por plagas y enfermedades, figura 8.

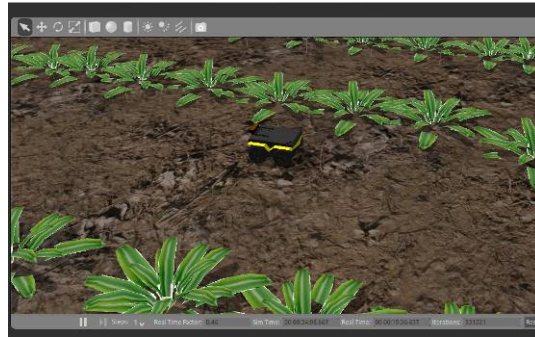
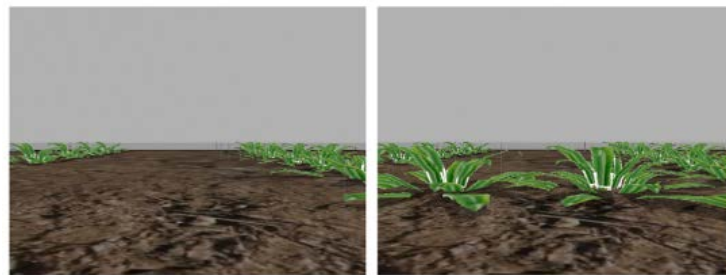


Figura 8 Robot Jackal explorando entorno de cultivo.

Para la adquisición de las imágenes se procede a realizar la conexión con Matlab. Conociendo la dirección IP de la Máquina Virtual desde donde está siendo ejecutado el nodo de Gazebo, se puede hacer un llamado de todos los topics, suscribir la cámara y obtener las imágenes requeridas. Para este caso el topic es: `/front/lef t/image_raw`. Las imágenes obtenidas se muestran en la figura 9.



(a) Adquisición lejana a las plantas (b) Adquisición realizada desde un ángulo medio



(c) Adquisición en una posición cercana a la planta

Figura 9 Imágenes, cámara Bumblebee 2 desde robot Jackal simulado en Gazebo.

La manera en la que el robot Jackal logra recorrer todo el campo del cultivo es suscribiéndose a su topic IMU, un sensor propio del Jackal que permite obtener

información acerca de la velocidad, orientación y fuerzas gravitacionales. Al obtener datos desde este sensor, se puede publicar a los topics `/jackal_velocity_controller/cmd_vel` y `/jackal_velocity_controller/odom` manteniendo una correcta ruta para completar su recorrido de manera autónoma.

A medida que el Jackal adquiere las fotografías, estas pueden ser procesadas para dar alerta inmediata de aquellas que no se encuentran en un estado apropiado. Para esto se emplea el procesador de imágenes de Matlab, el cual define por medio de espacios de color, si la planta está en buen estado o no. En la figura 10 se aprecia un procesamiento básico para la determinación de la región correspondiente a la vegetación basado en segmentación por banda espectral verde.

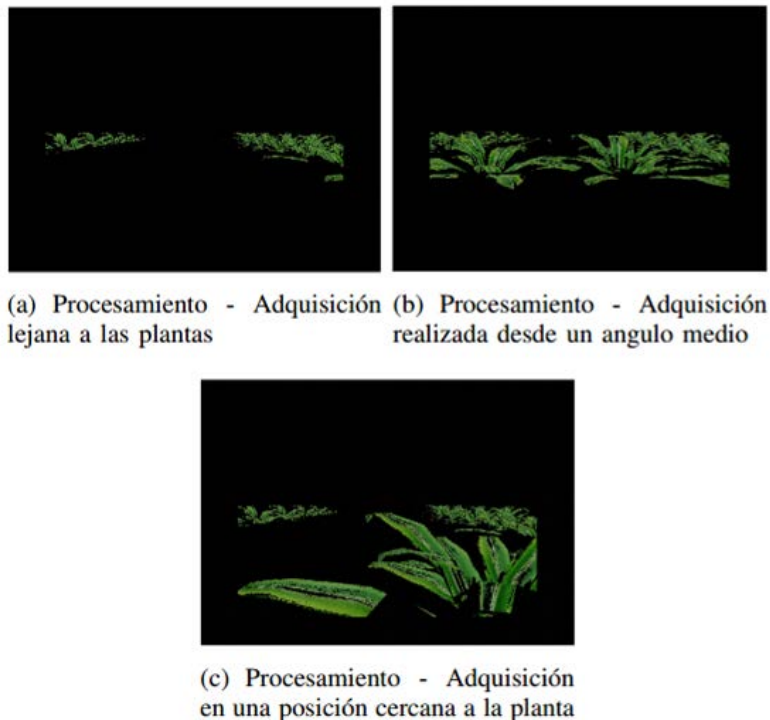


Figura 10 Imágenes procesadas mediante matlab para caracterización de las plantas.

En la figura 11 se aprecia la secuencia de detección de planta con complicaciones fenológicas. En este caso corresponde a un efecto de extremo daño del comportamiento. El algoritmo del sistema de reconocimiento está desarrollado para ser calibrado a condiciones estándar de color para plantas sanas. Al detectar la región correspondiente a vegetación, el algoritmo permite la definición de grado

de severidad del daño al comparar áreas ocupadas por plantas de cultivo (secuencia intermedia de la figura 11, con respecto al área total de vegetación sana (secuencia inferior de la figura 11). Se establece por lo tanto que, como en el ejemplo de la figura 11, existe mayor área de vegetación, con respecto a la vegetación sana, por lo que la planta se considera que presenta alguna dificultad.

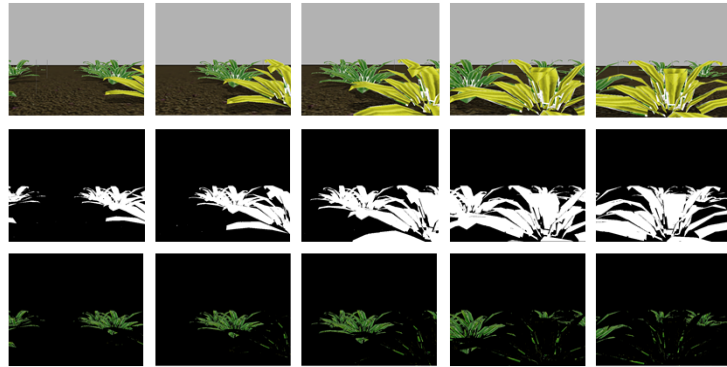


Figura 11 Secuencia de determinación de daño presente en una planta del cultivo.

#### **4. Discusión**

Partiendo de un escenario robótico que permitiera llevar a cabo la agricultura de precisión se logra desarrollar el control del robot Jackal, haciendo que este recorra los terrenos indicados, reconociendo a su vez aspectos asociados a la vegetación para luego poder analizarlos y permitir que este llegue a una toma de decisiones inteligentes.

El robot seleccionado es el adecuado para su tarea debido su tamaño y costo. Este mismo puede ser llevado a un mismo ambiente, pero con robots cooperativos. Así como lo menciona Yiang Tan, el progreso de las tecnologías hardware y esquemas cooperativos facilita la interacción entre robots, así como la interacción con el ambiente que los rodea [Tan, 2015].

Para poder lograr la localización del robot en el entorno se realiza un algoritmo similar al que hace Weihua Yang: a partir de la odometría del robot o por medio del reconocimiento de elementos conocidos, se tiene un estimado de la ubicación, que luego es procesada por medio de los sensores con los que cuenta el robot Jackal permitiendo obtener una posición y una orientación [Yang, 2008] que puede ser manipulada para la finalidad de este trabajo.

Existen diferentes algoritmos de automando, por lo que el más adecuado es aquel que permita el mando del robot teniendo en cuenta que las condiciones del ambiente no son siempre las mismas, así que lo más apropiado es parametrizar aquellas características del ambiente que pueden ser constantes. Pero en general se trata de crear un sistema para el robot que sea capaz de hacer frente a situaciones cambiantes del entorno [Rodríguez, 2004]

Con esta información se logra que el robot realice tres tareas fundamentales:

- Estimar su posición y orientación
- Mantener actualizado el mapa del entorno
- Detectar los posibles obstáculos

Para soportar y garantizar las tareas fundamentales mencionadas, se hace uso fundamental de Matlab para el procesamiento de imágenes y para la comunicación con el simulador que también es tema principal de este trabajo.

En cuanto a la comunicación entre Matlab y el entorno creado en Gazebo/ROS que es totalmente exitosa, vale la pena mencionar que es necesario verificar las variables de ROS MASTER y ROS MASTER URI, las cuales al no estar bien configurada puede traer inconvenientes para tener acceso a todos los topics disponibles. Además de mantener la imagen de la máquina virtual siempre actualizada y estable, con esto se lleva a cabo una simulación exitosa que permite obtener los resultados mostrados en este trabajo y continuar investigando en ellos. Se pretende seguir trabajando en el sistema de navegación del robot, mejorando su algoritmo de estimación de posición y orientación, además del reconocimiento de imágenes para poder identificar más acertadamente las plantas deseadas entre las no deseadas.

### **Agradecimientos**

Se agradece a la Dirección de Investigación y Extensión de la Universidad Nacional de Colombia sede Bogotá por la financiación del proyecto institucional titulado: Modelamiento Basado en Agentes para Aplicaciones de Agricultura de Precisión, de la Convocatoria Nacional de Proyectos para el Fortalecimiento de la Investigación, Creación e Innovación de la Universidad Nacional de Colombia

2016-2018. Cárdenas P. F. expresa su agradecimiento a Colciencias por la beca de estudio de doctorado en el extranjero 2007. Jiménez A. F. expresa su agradecimiento a la gobernación de Boyacá, por la beca de doctorado de la convocatoria para la formación de capital humano de alto nivel para el departamento de Boyacá 2015 y también a la Universidad de los Llanos.

## **5. Conclusiones**

La integración Matlab - Gazebo es posible gracias a la comunicación por NAT entre los ambientes involucrados, además de contar con la herramienta Robotics de Matlab, que permite contar con todas las funcionalidades de ROS y así asociarlas a un entorno de simulación.

Jackal es un robot pequeño con una amplia capacidad de exploración, lo que permite aprovechar dicha ventaja en campos de difícil acceso como terrenos rocosos. Lo que lo hace un robot adecuado para tareas como las que se mencionan en este artículo

Al hacer que Gazebo funcione desde Matlab, permite realizar procesamientos de información e imágenes, aprovechando la potencialidad y los toolbox de esta herramienta de software. Gazebo no se limita sólo a que el estudiante utilice los modelos existentes por defecto, sino que también permite la posibilidad de crear modelos personalizados.

Para este procedimiento es importante comprender los procedimientos y la organización de la información de las carpetas propias de esta herramienta.

Se logró desarrollar el control para un robot que recorre terrenos en espacio abierto, además de permitir mediante la misma simulación el reconocimiento de aspectos asociados a la vegetación, que al ser procesadas y analizadas permiten desarrollar herramientas de soporte a decisiones inteligentes.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] H., J. J., & S. S., Teaching Robot Kinematic in a Virtual Environment. San Francisco : Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science 2010 Vol I, 2010.



- [2] F. R., & M. B., Control y robótica en agricultura. Almeria: Universidad de Almeria, servicio de publicaciones, 2005.
- [3] K., Robot Operating System (ROS), Cham, Suiza: Springer International Publishing, 2016.
- [4] J. R., Blog de programación y robótica, Obtenido de El Simulador Stage de ROS: <https://jjromeromarras.wordpress.com/2014/09/14/el-simulador-stage-de-ros/>, 14 de septiembre de 2014.
- [5] M. E., Evolutionary Humanoid Robotics, Berlin, Springer, 2015.
- [6] N. K., & A. H., Design and use paradigms for Gazebo, an open-source multi-robot simulator, Intelligent Robots and Systems, 2004, Proceedings, 2004 IEEE/RSJ International Conference on. Sendai, Japón: IEEE, 2004.
- [7] R. V., 2015, Wiki: stage: <http://wiki.ros.org/stage>.
- [8] V. M., 2015, Robotic simulation scenarios with Gazebo and ROS: <http://www.generationrobots.com/blog/en/2015/02/robotic-simulation-scenarios-with-gazebo-and-ros/>.
- [9] W. Y., Autonomous Robots Research Advances. Nueva York: Nova Science Publisher, Inc, 2008.
- [10] Y. T., Handbook of Research on Design, Control, and Modeling of Swarm Robotics, Peking, China: Information Science Reference, 2015.

# DETECCIÓN DE FALLA DE RODAMIENTO EN UNA CADENA CINEMÁTICA VÍA EMISIÓN ACÚSTICA

***Luis Alejandro Romero Ramírez***

Universidad Autónoma de Querétaro

*lromero@hspdigital.org*

***Luis Morales Velázquez***

Universidad Autónoma de Querétaro

*lmorales@hspdigital.org*

***Roque A. Osornio Ríos***

Universidad Autónoma de Querétaro

*raosornio@hspdigital.org*

***René de Jesús Romero Troncoso***

Universidad de Guanajuato

*troncoso@hspdigital.org*

***Daniel Morínigo Sotelo***

Universidad de Valladolid

*dmorinigo@hspdigital.org*

## **Resumen**

Las cadenas cinemáticas son componentes esenciales en la mayoría industrias, compuestas principalmente por motores de inducción, cajas de engranes, etc., las fallas de éstas provocan grandes pérdidas monetarias. Para evitarlos se utilizan sistemas automatizados de monitorización. Existen diferentes técnicas de monitoreo con diferentes metodologías, la emisión acústica (EA) es uno de los métodos de monitoreo no invasivo para la detección de fallas en estos sistemas. En este trabajo se presenta el desarrollo de un sistema de adquisición de señales de EA y una metodología basada en el análisis de estas señales para la detección de falla de rodamiento en un banco de pruebas de una cadena cinemática, la

identificación de los componentes relacionados con la falla para el análisis es respaldado por su modelo teórico. Los resultados obtenidos muestran la detección de falla en rodamiento en altas frecuencias y la metodología para el análisis de la EA.

**Palabras Claves:** Detección de fallas, emisión acústica, FFT, rodamientos.

## **Abstract**

*Kinematics Chains are essential components in most industries, composed mainly of induction motors, gearboxes, etc., failures within them cause great monetary losses. To avoid this, automated monitoring systems are used. There are different monitoring techniques with different methodologies, the acoustic emission (AE) is one of the methods of noninvasive monitoring for the detection of failures in these systems. This work presents the development of an AE signal acquisition system and a methodology based on the analysis of these signals for the detection of bearing failure in a test bench of a kinematic chain. The identification of the components related to the fault for the analysis is supported by its theoretical model. The obtained results show the detection of failure in rolling in high frequencies and the methodology for the analysis of the AE.*

**Keywords:** *Acoustic emission, bearings, faults detection, FFT.*

## **1. Introducción**

En la industria existen muchos procesos y sistemas constituidos por cadenas cinemáticas. Una cadena cinemática es la interconexión de varios eslabones, tales que permiten un movimiento en combinación entre los eslabones que lo componen. Por lo tanto, se puede inferir que todas las máquinas usadas en la industria son compuestas por cadenas cinemáticas, las cuales son vitales en las industrias. Un fallo inesperado puede resultar en un devastador accidente y pérdidas financieras para las industrias. La mayoría de los sistemas de monitoreo en la industria suelen ser invasivos, lo que indica una interacción directa con el sistema; los sistemas de monitoreo no invasivo tienen un gran auge con diferentes métodos como lo son la termografía, la acústica, la emisión acústica, que son

usados para detectar los primeros signos de falla en una cadena cinemática conectada a alguna máquina rotativa como lo son los motores de inducción.

Estudios muestran que cerca del 41% de fallas de motores de inducción son causados por defectos de rodamientos [Henriquez et al, 2014]. Por lo cual, los rodamientos en los motores de inducción son elementos importantes en las cadenas cinemáticas, una falla en estos elementos puede causar interrupciones en procesos y operaciones en la industria [Vilela et al, 2004]. Diferentes métodos son usados para la detección y diagnósticos de defectos de rodamientos; estos pueden clasificar de una manera general como análisis de vibraciones, acústica, termografía, temperatura y corriente [Kral, 2010]. Entre los mencionados, el análisis de vibraciones es el más usado. Se han aplicado varias técnicas para la medición de vibraciones y respuestas acústicas para detección de fallas en rodamientos, tales como medición de vibración en dominio de tiempo y frecuencia, técnicas de presión de sonido, intensidad de sonido y método de emisión acústica [Henriquez et al, 2014]. Las últimas dos décadas han tenido un gran interés en la detección de fallos en rodamientos y diagnóstico usando diferentes métodos [Hao et al, 2008], [Caesarendra et al, 2016]. Algunos de estas investigaciones han sido recompiladas por los investigadores Tandon y Choudhuty [Tandon, 1999], quienes presentan a detalle diferentes trabajos de vibración y acústica para la detección de fallas en rodamientos. Algunos investigadores como Saucedo et al [Saucedo et al, 2016] han desarrollado, además de un análisis de vibraciones la utilización de la corriente para la detección de falla en rodamiento aplicado a un motor de inducción. En el mismo trabajo se realiza la detección de fallas en caja de engranes en una cadena cinemática.

La emisión acústica (EA) es ampliamente reconocida por ser un método no invasivo para el monitoreo de cadenas cinemáticas [Niknam et al, 2013]. Conforme a investigaciones [Yoshioka, 1982], [James, 1995], [Mba, 2003], el monitoreo con EA tiene ciertas ventajas por sobre el monitoreo de vibraciones, ya que el primero puede detectar de fallas superficiales, mientras que el último puede, en el mejor de los casos, detectar un fallo cuando emerge sobre la superficie del elemento de la cadena cinemática. La Transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*,

*FFT*) es la técnica más usada para el análisis de las señales en el dominio de la frecuencia. La *FFT* proporciona información útil de los componentes rotativos, que tienen componentes en frecuencia bien definidos [Saxena et al, 2006], la *FFT* es la herramienta principal utilizada en el presente trabajo para la identificación de armónicos en el ancho de banda de interés para la detección de la falla.

Los sistemas de monitoreo utilizados son limitados por la frecuencia de trabajo de los sensores, por lo cual estos sistemas fallan al detectar armónicos que se encuentren fuera su ancho de banda.

Los rodamientos son una fuente de ruido y vibración debido a la variación de compliancia la cual es el cambio de volumen en la estructura producido por el cambio de presión a través de la estructura o la presencia de un defecto [Tandon, 1992]. Los defectos en rodamientos pueden ser clasificados como distribuidos o locales. Los defectos distribuidos como una superficie rugosa, ondulaciones y la variación de la fuerza de contacto entre los elementos de rodamiento pueden aumentar la amplitud de la vibración y las señales de EA [Vahaviolos, 1999]. Un error de manufactura, una instalación inapropiada o desgaste causa estos defectos. Un elemento rotativo con carga genera vibraciones, aunque su geometría sea perfecta [Amini et al, 2016]. Por lo cual, la presencia de un defecto causa un significativo incremento del nivel de vibración, que puede ser detectado por emisión acústica. El estudio de vibración debido a esta categoría de defectos es, por lo tanto, importante para la inspección de calidad, así como el control de la condición del sistema [Tandon, 1999].

La emisión acústica es un fenómeno de generación de ondas elásticas transitorias debido a una liberación rápida de la energía de deformación causada por el movimiento relativo de partículas pequeñas bajo tensiones mecánicas [Gohar et al, 1998]. La frecuencia contenida en EA es típicamente en los rangos de 100kHz a 1MHz, por lo cual, EA no es influenciada o distorsionada por el desequilibrio y desalineación que se encuentran en rangos de baja frecuencia. Generación y propagación de grietas y defectos asociados con deformación plástica, son las principales fuentes de emisión acústica. La EA es una forma de detección pasiva, las ondas de alta frecuencia excitan al sensor que contiene un cristal

piezoeléctrico el cual produce un voltaje. Este método es principalmente usado para registrar la evolución durante la aplicación de un nivel de esfuerzo para la generación de deformaciones, incremento de defectos, fricción, etc. además es posible detectar alguna fase de transformación en el material por emisión acústica [Amini et al, 2016]. La EA tiene varias ventajas por encima del análisis de vibraciones, como la detección incipiente de la avería, es sensible a la localización de las fallas y pueden captar información en frecuencias más altas que las señales de vibración [Pao et al, 1979].

En este trabajo se presenta la detección de falla en rodamientos en una cadena cinemática propuesta, por medio de análisis de señales de emisión acústica, adquiridas por un sistema de adquisición de alta velocidad, desarrollado con tecnología FPGA (*Field Programmable Gate Array*, Arreglo de compuertas programables en campo) y convertidor analógico-digital de alta velocidad que permite adquirir frecuencias mayores de 100kHz, este sistema da como ventaja una frecuencia de muestreo óptima para la adquisición de señales de alta frecuencia tale como las de EA y obtener más información al monitorizar cadenas cinemáticas. Se propone EA como un método complementario para los sistemas de monitoreo. El trabajo se concentra en adquirir señales del sistema con falla y un sistema sano, realizar el análisis de las señales con FFT aislando la banda de interés con un filtro pasa bandas, y comparar armónicos de vibración, producidas por su frecuencia de rotación y geometría, obteniendo indicadores de fallo como: nivel de ruido, promedio, desviación estándar y comparación de amplitud de armónicos. Con esto se concluye la identificación y presencia de la falla en alta frecuencia en las señales de EA adquiridas del sistema, abriendo posibilidades de futuras investigaciones con el método de EA.

## **2. Métodos**

Esta sección muestra la metodología propuesta y la descripción de la configuración experimental para la detección de falla de rodamiento en una cadena cinemática propuesta. La primera parte de la metodología parte de las frecuencias características relativas al defecto de carga en rodamientos, las cuales

son teóricamente bien conocidas, estas frecuencias se calculan a partir de la frecuencia de rotación y la geometría del balero. Estas son características de los elementos de contacto interno y externo ( $f_{BPIF}$ ,  $f_{BPOF}$ ), la frecuencia de rotación de la caja ( $f_{FTF}$ ), y la frecuencia de giro de elementos rodantes ( $f_{BSF}$ ), se expresan mediante ecuaciones 1 a la 4.

$$f_{BPIF} = \frac{f_r}{2} N_b \left( 1 + \frac{D_B}{D_C} \cos \theta \right) \quad (1)$$

$$f_{BPOF} = \frac{f_r}{2} N_b \left( 1 - \frac{D_B}{D_C} \cos \theta \right) \quad (2)$$

$$f_{FTF} = \frac{f_r}{2} \left( 1 - \frac{D_B}{D_C} \cos \theta \right) \quad (3)$$

$$f_{BSF} = \frac{D_C}{2D_B} f_r \left( 1 - \left( \frac{D_B}{D_C} \right)^2 (\cos \theta)^2 \right) \quad (4)$$

Donde  $f_r$  es la frecuencia de rotación de la parte interior del balero,  $D_C$  es el diámetro exterior,  $D_B$  es el diámetro de los balines,  $N_b$  es el número de balines, y  $\theta$  es el ángulo de contacto entre la superficie de rodamiento. Estas frecuencias pueden ser usadas en la detección de fallas en rodamientos, ya que se pueden visualizar en el espectro de frecuencias. La frecuencia de interés en este trabajo, son los armónicos de la frecuencia característica de elementos de contacto externo, por el tipo de falla en el rodamiento del banco de pruebas que se explicará más adelante.

En la figura 1 se muestra la metodología llevada a cabo para este estudio. Para la detección de falla de rodamiento, se define el sistema en dos condiciones, condición sana y condición con falla de rodamiento. El elemento dañado fue remplazado en la cadena cinemática para poder realizar los diferentes experimentos. Para la adquisición de datos, se utilizó un sensor de emisión acústica, el cual está en contacto con la cadena cinemática, como se puede visualizar en la figura 2, los datos fueron adquiridos durante el funcionamiento del sistema con alimentación de línea para cada condición del banco de pruebas. Las

características del sistema de adquisición son específicas para adquirir señales dentro del ancho de banda de trabajo del sensor de EA, para este trabajo se propuso una frecuencia de muestreo de 550 kHz. El análisis espectral consiste en la aplicación de un diezmado de segundo orden y un filtro pasa-banda IIR (*Infinite Impulse Response*, respuesta infinita al impulso) en el ancho de banda de interés seleccionado entre 100 a 137 kHz, esto es debido a que el diezmado baja la frecuencia de muestreo a 275 kHz, el filtro es utilizado para observar las frecuencias de interés en el análisis realizado. Los armónicos por identificar y comparar son calculados usando ecuación 2, prediciendo el fallo por las características geométricas y la velocidad con la que trabaja el sistema, la cual es medida durante el experimento con un encoder.

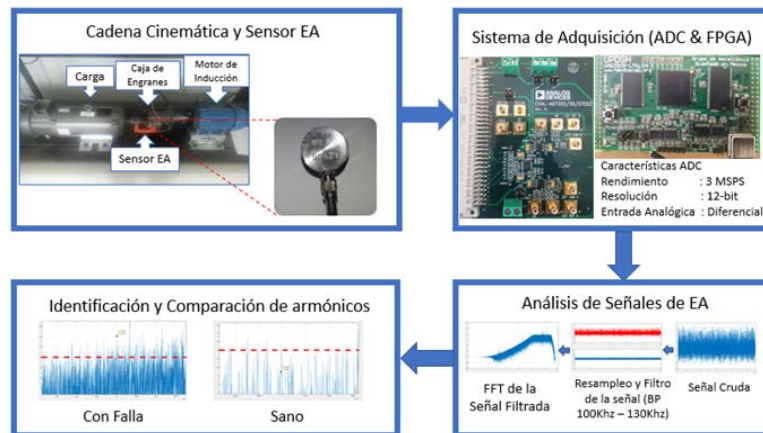


Figura 1 Metodología Propuesta.

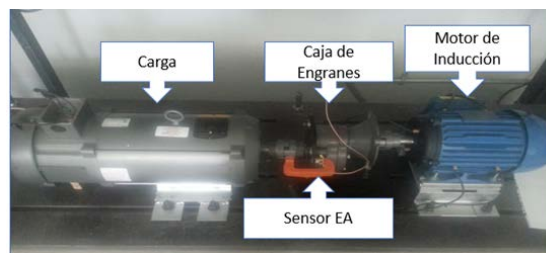


Figura 2 Banco de pruebas usado en el experimento.

Es importante mencionar que son aproximaciones y pueden variar debido a las condiciones de funcionamiento del banco de pruebas. Los datos adquiridos son almacenados en una computadora personal para posteriormente ser analizados



con la herramienta computacional MATLAB, aplicando a cada experimento el diezmado, el filtro pasa-banda y FFT, además de calcular su promedio y desviación estándar. El experimento se realizó diez veces para cada estado del sistema, en cada uso se adquirió 500k muestras, lo cual proporciona aproximadamente 1 segundo.

El banco de pruebas utilizado para las pruebas en la cadena cinemática se muestra en la figura 2. El banco de pruebas consiste en un motor de inducción trifásico (WEG0026ET3ET3E145T-W22). La cadena cinemática usa como carga mecánica un generador de DC (BALDOR CDP3604) alrededor del 20% de su carga nominal. El sensor de emisión acústica (WG50) del fabricante *Soundwel Technology*, con un ancho de banda de 100 kHz-1 MHz. Tiene una etapa de pre-amplificación y amplificador de la señal, proporcionado por el mismo fabricante con una ganancia de 40 dB, un ancho de banda de 10 kHz~2 MHz y un voltaje de salida de 10 V (Vpp). Para la etapa de adquisición se utilizó un convertidor analógico-digital (ADC, *Analog-Digital Converter*) de 12 bits ,2 canales, entrada diferencial, salida de 3 MSPS(AD7352) de *Analog Devices*. Para este experimento se utilizó la tarjeta EVAL-AD7352 que contiene el ADC y sus etapas de acondicionamiento de señal. Para el control de todo el sistema de adquisición, se utilizó una tarjeta propietaria basada en FPGA (PLCUAQ816) [Morales, 2010], esta tarjeta controla el ADC y guarda los datos en una memoria RAM dinámica, para posteriormente enviar los datos vía USB a la PC. El número de datos a adquirir es controlado desde el PC por un programa desarrollado en C++ y el cual comunica con la FPGA.

Para realizar los experimentos con rodamiento dañado, se realizó un daño artificial al rodamiento, perforando un agujero de un diámetro de 1.191 mm, en la pista exterior del rodamiento, usando una broca de tungsteno. Este fallo ha sido usado y reportado en diferentes estudios de fallas en rodamientos [Saucedo, 2016], [Vmien et al, 2014], el rodamiento usado es el modelo 6205-2ZNR y se muestra en la figura 3. Las características geométricas del rodamiento son las siguientes, contiene 9 balines de 7.9mm de diámetro y el diámetro externo es de 39 mm con un ángulo de contacto de 0°.



Figura 3 Rodamiento dañado.

### 3. Resultados

Los resultados son obtenidos aplicando la metodología propuesta. Se obtuvo la adquisición de la señal de emisión acústica en cada experimento, se realizó 10 adquisiciones de cada configuración del banco de pruebas, la señal obtenida se muestra en la figura 4.

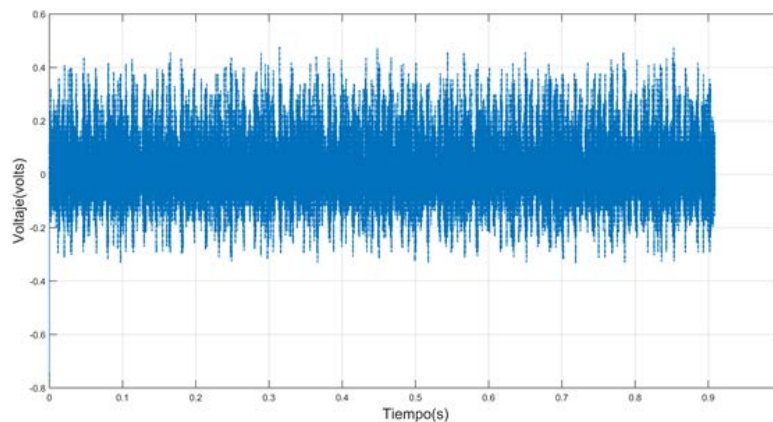


Figura 4 Señal cruda.

Las primeras observaciones notables entre las señales del sistema dañado y el sano, es la cantidad de ruido que presentan sin hacer ningún procesamiento. La señal es diezmada, filtrada y se aplica FFT para llegar al resultado mostrado en la figura 5, donde es analizado el ancho de banda de interés para la comparación de los armónicos. Al realizar un sistema con falla y el sistema sano, se notan amplitudes en el espectro de la señal que coinciden entre las dos, aunque el espectro de la señal con falla contiene un nivel más alto de ruido. Además, se compararon promedios y desviación estándar lo cual indica la presencia de más contenido armónico en la señal del sistema con falla. Estos indicadores son las principales referencias para realizar la comparación entre las señales de los dos estados del banco de pruebas analizado, teniendo así los indicadores de falla. Los

armónicos calculados con la ecuación 4 son también tomados como referencia para la comparación, tomando armónicos mayores de 100 kHz de la frecuencia de contacto externo del rodamiento. Los indicadores de falla se calculan de cada señal, los promedios de los indicadores se muestran en tabla 1.

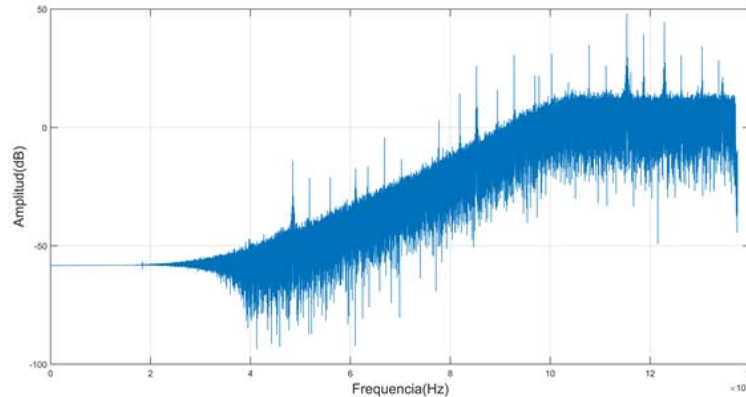


Figura 5 Señal filtrada y aplicando FFT.

Tabla 1 Promedios de Indicadores de falla.

Parámetros	Sistema con Falla	Sistema Sano
Promedio de Amplitud de FFT	9.59411dB	7.2671dB
Desviación Estándar	0.0887 volts	0.0615 volts
Amplitud de Armónicos	11.61dB	9.559dB

#### 4. Discusión

Para la detección de la falla, se analizan las comparaciones realizadas para los estados de falla y sano. En la figura 6 se muestra el espectro de la condición sana del sistema realizando un acercamiento de la señal anterior mostrada en la figura 5; en el espectro se destacan armónicos a comparar, además de mostrar una línea roja que indica el promedio de la señal del sistema falla y la línea verde el promedio de la señal del sistema sano. En la figura 7 se muestra el espectro en la condición del sistema con falla, teniendo al igual que la figura 6, señalando los armónicos en el espectro para su comparación, además de mostrar los promedios con las líneas roja y verde para su visualización. Las diferencias de los armónicos entre los estados del sistema varían entre 3 a 5 dB, analizando entre la banda donde se aplicó el filtro pasa-banda, lo cual indica la presencia de la falla en el rodamiento del sistema. La presencia de la falla se puede ver desde los diferentes

indicadores de fallas presentadas, las cuales son: nivel de ruido, nivel de contenido armónico, diferencia de promedio, varianza de las señales y diferencia de armónicos de la frecuencia de rodamiento exterior.

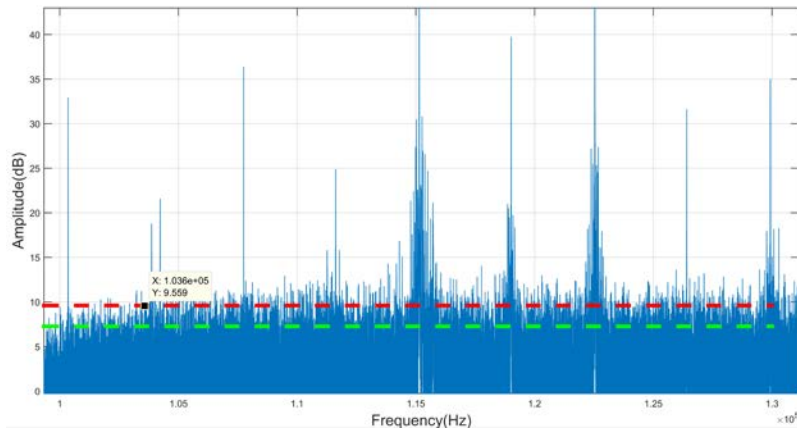


Figura 6 Acercamiento en la banda de interés de la FFT, Sistema sano.

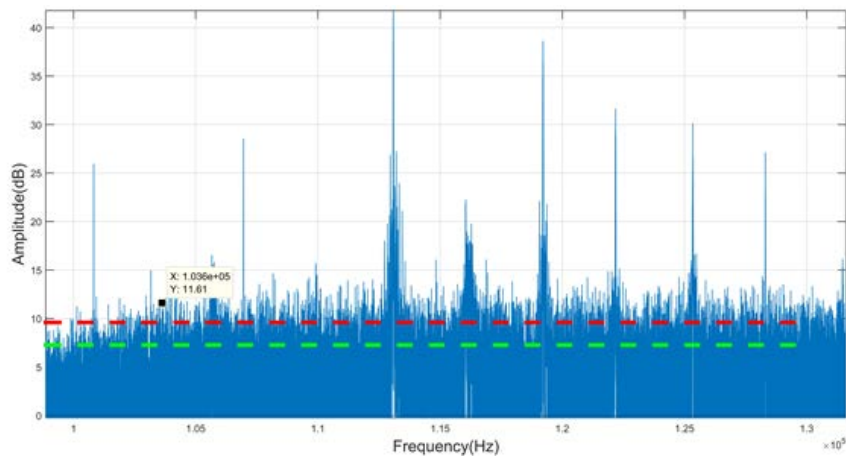


Figura 7 Acercamiento en la banda de interés de la FFT, Sistema dañado.

El sistema de adquisición utilizado para este experimento está en prototipo, lo cual limito al sistema de trabajar a una frecuencia de adquisición más alta, por las perturbaciones y ruido que interferían con las señales de control de alta frecuencia del FPGA para controlar el ADC y transferir los datos. El sistema realiza las primeras pruebas en detección de fallas de esta índole, para darle un enfoque como un sistema complementario, por su principal ventaja de la EA de trabajar en altas frecuencias.

## **5. Conclusiones**

Este trabajo propone una metodología para el análisis de señales de EA para el diagnóstico de falla en rodamiento. Se utilizó un sistema que aún está en prototipo para la adquisición de señales de EA, con tecnología FPGA que tiene ventajas como ser reconfigurable y de arquitectura abierta, esto se aprovecha en el sistema siendo un reconfigurable la frecuencia de adquisición. La cadena cinemática propuesta está compuesta por un motor de inducción, caja de engranes y una carga mecánica, se utilizó con dos configuraciones, sano y con falla de rodamiento en el motor de inducción. Al procesar las señales y analizarlas, se realizaron comparaciones de diferentes indicadores propuestos para la identificación de falla de rodamiento. Cada comparación de los indicadores muestra una diferencia, siendo mayor el nivel de dB en las señales del sistema con fallo de rodamiento. El método de EA es propuesto como complementario, ya que su ancho de banda de trabajo puede visualizar espectros de altas frecuencias que otros métodos no pueden, por las limitaciones físicas de los sensores principalmente.

Para tener mejor resolución en el análisis de las señales de EA se trabaja en realizar un sistema de adquisición en una tarjeta que contenga todas las etapas, para evitar los problemas de ruido que interrumpían con las señales de control. Este trabajo es preámbulo para futuros trabajos y diferentes aplicaciones de la EA en las cadenas cinemáticas, así como extenderse a futuros desarrollos de sistemas para aplicaciones industriales para la detección de fallas como un sistema adicional de monitoreo no invasivo.

## **Agradecimientos**

Este trabajo de investigación fue respaldado por CONACyT.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Amini, A., Entezami, M., Huang, Z., Rowshandel, H., & Papaelias, M., Wayside detection of faults in railway axle bearings using time spectral kurtosis analysis on high-frequency acoustic emission signals. *Advances in Mechanical Engineering*, 8(11), 1687814016676000, 2016.

- [2] Caesarendra, W., Kosasih, B., Tieu, A. K., Zhu, H., Moodie, C. A., & Zhu, Q., Acoustic emission-based condition monitoring methods: Review and application for low speed slew bearing. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 72, pp. 134-159, 2016.
- [3] Delgado-Arredondo, P. A., Garcia-Perez, A., Morinigo-Sotelo, D., Osornio-Rios, R. A., Avina-Cervantes, J. G., Rostro-Gonzalez, H., & Romero-Troncoso, R. D. J., Comparative study of time-frequency decomposition techniques for fault detection in induction motors using vibration analysis during startup transient. *Shock and Vibration*, 2015.
- [4] Gohar, R., & Akturk, N., Vibrations Associated With Ball Bearings. In *Conference on Multi body Dynamics, Proc. I. Mech. Engrs*, pp. 43-63, 1998.
- [5] Hao, R. J., Lu, W. X., & Chu, F. L., Review of diagnosis of rolling element bearings defaults by means of acoustic emission technique. *Journal of Vibration and Shock*, 27(3), pp. 75-79, 2008.
- [6] Henriquez P., Alonso, J. B., Ferrer, M. A., & Travieso, C. M., Review of automatic fault diagnosis systems using audio and vibration signals. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 44(5), pp. 642-652, 2014.
- [7] James Li C, Li S, Acoustic emission analysis for bearing condition monitoring, *Wear* 185(1), pp. 67–74, 1995.
- [8] Kral, C., & Habetler, T. G., *Condition monitoring and fault detection of electric drives*. INTECH Open Access Publisher, 2010.
- [9] Mba D, Acoustic emissions and monitoring bearing health. *Tribol Trans* 46(3), pp. 447–451, 2003.
- [10] McFadden P, Smith J., Acoustic emission transducers for the vibration monitoring of bearings at low speeds. *Proc Inst Mech Eng Part C J Mech Eng Sci* 198, pp. 127–130, 1984.
- [11] Morales Velazquez, L., de Jesus Romero Troncoso, R., Osornio-Rios, R. A., Herrera-Ruiz, G., & Cabal-Yeppez, E., Open-architecture system based on a reconfigurable hardware–software multi-agent platform for CNC machines. *Journal of Systems Architecture*, 56(9), pp. 407-418, 2010.

- [12] Niknam, S. A., Songmene, V., & Au, Y. J., The use of acoustic emission information to distinguish between dry and lubricated rolling element bearings in low-speed rotating machines. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 69(9-12), pp. 2679-2689, 2013.
- [13] Pao, Y. H., Gajewski, R. R., & Ceranoglu, A. N., Acoustic emission and transient waves in an elastic plate. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 65(1), pp. 96-105, 1979.
- [14] Pollock, A. A., Acoustic emission-2: acoustic emission amplitudes. *Non-destructive testing*, 6(5), pp. 264-269, 1973.
- [15] Saucedo-Dorantes, J. J., Delgado-Prieto, M., Ortega-Redondo, J. A., Osornio-Rios, R. A., & Romero-Troncoso, R. D. J., Multiple-fault detection methodology based on vibration and current analysis applied to bearings in induction motors and gearboxes on the kinematic chain. *Shock and Vibration*, 2016.
- [16] Saxena, A., & Saad, A., Genetic algorithms for artificial neural net-based condition monitoring system design for rotating mechanical systems. In *Applied Soft Computing Technologies: The Challenge of Complexity*, Springer Berlin Heidelberg, pp. 135-149, 2006.
- [17] Tandon N, Nakra B., Comparison of vibration and acoustic measurement techniques for the condition monitoring of Rolling element bearings. *Tribol Int* 25(3), pp. 205–212, 1992.
- [18] Tandon, N., & Nakra, B. C., Vibration and acoustic monitoring techniques for the detection of defects in rolling element bearings—a review. *The shock and vibration digest*, 24(3), pp. 3-11, 1992.
- [19] Tandon, N., & Choudhury, A., A review of vibration and acoustic measurement methods for the detection of defects in rolling element bearings. *Tribology international*, 32(8), pp. 469-480, 1999.
- [20] V.Mien, K. Hee-Jun, and S. Kyoo-Sik, Rolling element bearing fault diagnosis based on non-local means de-noising and empirical mode decomposition, *IET Science, Measurement and Technology*, vol. 8, no. 6, pp. 571–578, 2014.

- [21] Vahaviolos, S. J., Acoustic emission: standards and technology update, ASTM, 1999.
- [22] Van Hecke, B., Qu, Y., & He, D., Bearing fault diagnosis based on a new acoustic emission sensor technique. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part O: Journal of Risk and Reliability, 229(2), pp. 105-118, 2015.
- [23] Yoshioka, T., & Fujiwara, T., A new acoustic emission source locating system for the study of rolling contact fatigue. Wear, 81(1), pp. 183-186, 1982.



# DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS DE UN DETECTOR HÍBRIDO DE RAYOS CÓSMICOS DE 4 CANALES

***Francisco Javier Rosas Torres***

Universidad de Guanajuato  
*rosastf2012@licifug.ugto.mx*

***Julián Félix***

Universidad de Guanajuato  
*felix@fisica.ugto.mx*

## **Resumen**

En el universo existen fuentes astrofísicas capaces de producir rayos cósmicos. Éstos son muy energéticos e interactúan con la atmósfera terrestre, formando otras partículas de menor energía. Se pueden detectar estas partículas de acuerdo a la interacción que tiene con el medio, ionización de un material y radiación Cerenkov. Se diseñó, construyó, probó y operó un detector híbrido de rayos cósmicos de 4 canales usando una barra de Cobre como material de detección, con un canal de detección por radiación Cerenkov y otro por ionización en ambas caras de menor área. Con los 4 canales será posible validar señales y se probarán nuevas técnicas de detección. Para operar los canales por radiación Cerenkov se utiliza un fotomultiplicador de Silicio Hamamatsu con la electrónica básica para activar el dispositivo, para los canales de ionización se elaboró un circuito RC con el cual se obtiene una señal analógica que se envía a un discriminador de señal y que funciona como un convertidor analógico-digital, ambos circuitos fueron diseñados en el Laboratorio de Partículas Elementales de la Universidad de Guanajuato. Se presentan detalles del diseño, construcción, prueba y operación de los canales de ionización.

**Palabras Claves:** Híbrido, ionización, radiación Cerenkov, rayos cósmicos.

## **Abstract**

*In the universe there are astrophysical sources with the capacity to produce cosmic rays. These are very energetic and interact with the upper terrestrial atmosphere, creating particles of lower energy. These particles can be detected according with the interaction with the medium, ionization of the material, and Cerenkov radiation. It was designed, constructed, tested, and operated a four channel hybrid cosmic ray detector based on a Copper bar as a detection material, with one Cerenkov channel and one ionization channel at both ends of the Copper bar. With the 4 channels, we can validate the signal and we can test new detection techniques. The Cherenkov channels are based on a Silicon Hamamatsu photodiode with the basic readout, and feed, electronics; the ionization channels are based on RC electronic circuit to get an analogic signal which was sent out to a discriminator, ADC circuit; both circuits were designed at Universidad de Guanajuato Laboratorio de Partículas Elementales. There are presented details of the design, construction, tests, and operations of the ionization channels.*

**Keywords:** Hybrid, ionization, Cerenkov radiation, cosmic rays.

## **1. Introducción**

Los rayos cósmicos fueron descubiertos por el físico Austriaco Víctor Hess en 1912, utilizando un globo aerostático y un electroscopio, realizó ascensos en globo para medir la radiación ionizante en la atmósfera, ya que anteriormente se creía que la radiación provenía de la Tierra. En 1911 subió a una altura de 1100 metros, pero no encontró grandes variaciones en la medición, en 1912 realizó un ascenso a 5300 metros durante un eclipse parcial de Sol y vio que la radiación ionizante en la atmósfera no disminuía, con esto determinó que las fuentes de radiación (rayos cósmicos) pueden provenir de otros lados y no sólo del Sol. Por este descubrimiento se le otorgó el Premio Nobel en física en 1936 [CERN, 2012].

Los rayos cósmicos se dividen en dos categorías, primarios, son partículas aceleradas provenientes de fuentes astrofísicas; y los secundarios, son partículas de menor energía generadas por la interacción de las partículas primarias en la atmósfera. Los rayos cósmicos pueden llegar del exterior del sistema solar,

viajando grandes distancias, al llegar al sistema solar las partículas de bajas energías son desviadas de su trayectoria, pero las de alta energía, o neutras, no se desvían [Cosmic rays, 2016].

Para detectar los rayos cósmicos existen diferentes técnicas, las cuales varían de acuerdo a la interacción que tienen las partículas con el material a utilizar. Uno de los métodos de detección es por radiación Cerenkov, esta radiación ocurre cuando una partícula viaja más rápido que la radiación electromagnética en un medio. Otra técnica de detección es por ionización de un material, esto ocurre cuando una partícula tiene la suficiente energía para ionizar un átomo del material, teniendo como resultado un ion y un electrón que generan un flujo de corriente. Se puede aumentar ese flujo de corriente si se encuentra inmerso en un campo eléctrico.

Para detectar la radiación Cerenkov se utilizan fotodiodos, los cuales funcionan transformando la luz recibida en voltaje.

El fotodiodo utilizado es un Hamamatsu modelo S12572-100P, ver tabla 1.

Tabla 1 Parámetros del fotodiodo Hamamatsu S12572-100P [Hamamatsu,2015].

Parámetro	Dato	Unidades
Área efectiva fotosensible	3 x 3	mm
Número de pixeles	900	-
Rango del espectro de respuesta	320 a 900	nm
Pico de sensibilidad de longitud de onda	450	nm
Tiempo de resolución	300	Ps

Para la detección de ionización se utiliza un circuito RC que acumula las cargas liberadas en el material. El circuito RC necesario para la detección de partículas por ionización consiste en un capacitor que acumula las cargas liberadas en el área de detección que se ionizó, con esto será posible detectar una señal con mayor amplitud y poder analizarla. El siguiente componente es una resistencia que acopla el circuito con la siguiente etapa electrónica. Es necesario colocar una resistencia conectada entre uno de los colectores de señal del detector y la tierra, con esto se evitan revotes de señal y se obtiene un pulso sin deformaciones. Los valores de estos tres componentes dependen del volumen del material de detección.

Para contar el número de señales que ocurren en un periodo dado, se deben discriminar los eventos que suceden en el detector. Para realizar esto, se utiliza un convertidor analógico – digital, el modelo que se utilizara en el detector es un CMP401/402 [Analog Devices, 2016], el cual opera con un voltaje de 3.3 V y +/- 5 V. Para operar el comparador, se deben introducir dos señales, una es la que sale del circuito RC y que es generada por el paso de una partícula en el detector. La otra señal con la que se compara es un “threshold trigger” el cual se ajusta con una resistencia variable y tiene un voltaje de 0 a 300 mV.

Para asignar un valor al trigger, se debe analizar el ruido que existe en el canal de la señal que se obtiene del circuito RC, y de acuerdo al grado de validez de señal que se desea obtener se asigna un trigger mayor.

A la salida del comparador se tiene una señal digital de 5 V cuando se tiene señal y de 0 V cuando no hay señal en el detector.

Lo siguiente es enviar la señal a un sistema de adquisición de datos para contar el número de señales. Con las cuentas de las señales se pueden hacer diferentes análisis de datos, por ejemplo: medir flujo de partículas y validar señales entre canales.

## **2. Métodos**

### **Diseño**

El diseño del detector consiste en un arreglo vertical de una barra de Cobre que está en medio de dos barras de plástico centellador. Las tres barras con una longitud de 1 metro. Para aislar de radiación electromagnética, las barras de plástico centellador están cubiertas con una caja de Aluminio. La barra de Cobre está cubierta con cinta aislante eléctrica, así es posible configurar la barra para estar inmersa en un campo eléctrico.

Cada barra de plástico centellador tiene un fotodiodo para detectar la radiación Cerenkov generada en el material. En la barra de Cobre se tiene dos canales de detección en las caras más pequeñas de la barra, uno por ionización de un material y el otro por detección de radiación Cerenkov, teniendo en total 4 canales de detección en la barra de Cobre.

Teniendo el arreglo vertical de las tres barras, será posible validar la señal obtenida en la barra de Cobre con la señal obtenida en los plásticos centelladores. Esto es posible, ya que las señales que se esperan detectar son generadas por rayos cósmicos, que provienen en su mayoría en una dirección perpendicular a la superficie de la tierra.

Al colocar dos técnicas de detección en la misma barra, es posible validar las señales de un canal con el otro, esto hace que el detector sea híbrido en técnicas de detección.

El desarrollo de este detector es innovador, debido a que se están implementando técnicas de detección que se han investigado en gases, para ionización, y en líquidos, gases y sólidos no conductores transparentes al espectro de luz visible, para la generación de radiación Cerenkov, pero en este detector se utiliza un material sólido que no es transparente al espectro de luz visible y que es conductor eléctrico.

Se utiliza Cobre como material de detección por su alta densidad ( $8.960 \text{ g/cm}^3$ ) y su nivel bajo de energía media de excitación (322.0 eV) [Particle Data Group, 2016].

Con el previo desarrollo de un detector de rayos cósmicos utilizando 3 barras de Cobre como material de detección [Rosas et al, 2017], se identificó que era posible obtener señales al usar Cobre. En el presente trabajo se utiliza sólo una barra de Cobre, pero agregando dos canales de detección en la misma barra y aumentando las dimensiones de la barra.

El diseño del detector se realizó usando el software SketchUp [SketchUp, 2016], en el cual se incluyen las tres barras de detección y una base de Aluminio para mantener en su lugar las tres barras. En la imagen del diseño las dos barras de plástico centellador se observan de color gris por la cubierta de Aluminio, la barra de Cobre se observa en color negro por la cinta aislante (ver figura 1).

En la cara más pequeña de la barra de Cobre se coloca una tarjeta con un fotodiodo Hamamatsu de Silicio [Hamamatsu, 2014] soldado en el centro, para el funcionamiento de los canales ópticos. En la parte superior e inferior de esta misma tarjeta, se colocan las conexiones para los electrodos que se conectaran a

alto voltaje, también estarán las conexiones para los colectores de señal de los canales de ionización. El diseño de la tarjeta se realizó usando el software OrCAD [OrCAD, 2016], cuenta con 4 capas, la capa superior tiene tres conectores para ensamblar con la tarjeta del circuito RC, en la capa inferior está el fotodiodo soldado y cuatro superficies de contacto que corresponden a dos electrodos y dos colectores, en las capas intermedias están las rutas que unen los conectores con las superficies de contacto con la barra, ver figura 2.

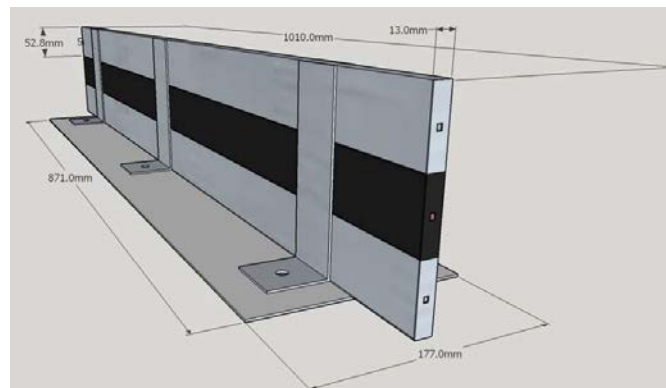


Figura 1 Diseño del detector en SketchUp.

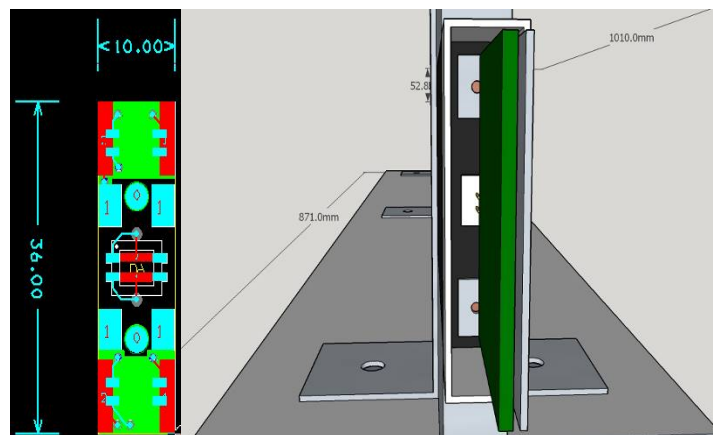


Figura 2 Diseño: tarjeta con fotomultiplicador, colectores y electrodos; y arreglo tarjetas.

En la tarjeta con el circuito RC, se tienen las conexiones necesarias para activar el campo eléctrico, activar el fotomultiplicador, convertir las señales analógicas en digitales y enviar la señal a un sistema de adquisición de datos. Esta tarjeta también se diseñó usando el software OrCAD, cuenta con 4 capas, la superior

tiene los diferentes componentes del circuito, la inferior es una capa de tierra, una de las capas intermedias tiene las rutas del circuito (rutas azules) y la otra tiene las rutas de alimentación de los diferentes voltajes usados en la tarjeta (rutas verdes), ver figura 3.

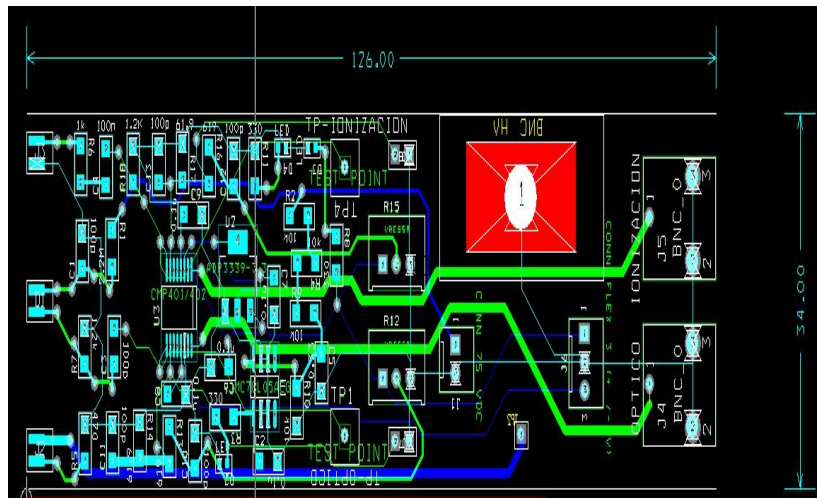


Figura 3 Diseño tarjeta con circuito RC.

## Construcción

Se inició la construcción de la barra de Cobre. Las barras de plástico centellador serán actividades de futuros trabajos a realizar.

Se cortó y limpio la barra de Cobre hasta tener las siguientes dimensiones: 101 x 3.8 x 1.2 cm. Con esta longitud será posible tomar datos e identificar la diferencia de tiempo que hay entre que la señal llega a cada uno de los extremos de la barra de Cobre, y poder identificar en qué punto de la barra atravesó la partícula. Se realizaron tres orificios en las caras más pequeñas de la barra, dos de los orificios son para colocar tornillos y sujetar la tarjeta con el fotodiodo, el otro orificio (bajo relieve cuadrado) se realizó a mano y es para introducir el fotodiodo en la barra de Cobre. Al estar embebido en el material, se aísla el fotodiodo de la luz visible del exterior. Se planeó la posición de las perforaciones para los tornillos considerando que estuvieran los más alejados posible a los contactos eléctricos de alto voltaje, de este modo se evita la generación de arcos eléctricos entre los tornillos y los electrodos de alimentación del alto voltaje. La superficie del orificio para el

fotodiodo se pulió hasta eliminar todas las ralladuras en el material para que la superficie del material no tenga deformaciones al estar en contacto con la ventana del fotomultiplicador, ver figura 4.



Figura 4 Perforaciones barra de Cobre.

Después de tener los orificios terminados, se limpió la barra de Cobre para eliminar el polvo y otros contaminantes. Con la barra limpia, se procedió a configurar la barra para poder operar el alto voltaje que genera el campo eléctrico. Para esto se utilizó cinta aislante eléctrica de 2 pulgadas de ancho y cinta de Cobre de 1 pulgada. Al finalizar la configuración de la barra, se observan dos rectángulos de Cobre expuestos en las caras más pequeñas de las barras, en estos rectángulos se tendrá un contacto eléctrico para alimentar el alto voltaje, ver figura 5.

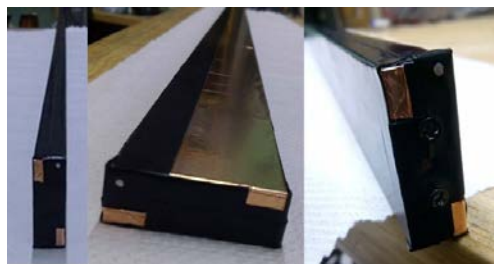


Figura 5 Barra de Cobre con contactos para alto voltaje.

Para activar los canales de ionización se construyó una tarjeta de prueba que se coloca en las caras más pequeñas de la barra de Cobre. Esta tarjeta consiste en 4 contactos eléctricos en uno de sus lados, dos de éstos se ponen en contacto eléctrico con la barra y dos con los electrodos. Después, del otro lado de la barra se sueldan 4 pines, uno para cada uno de los contactos. En la parte central la



tarjeta tiene dos perforaciones para poderse colocar en la cara de la barra usando tornillos. Los pines se conectan a cables que del otro extremo se colocarán a una fuente de alto voltaje y a un circuito RC, ver figura 6.

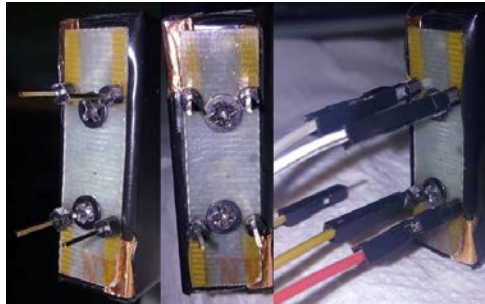


Figura 6 Tarjeta de pruebas.

La fuente de alimentación del alto voltaje es el modelo Ultravolt 3M24-P1 M SERIES [Advanced Energy Industries, 2016]. Con esta fuente es posible tener un voltaje de salida máximo de 3000 V, corriente directa.

El circuito RC consiste en dos resistencias y un capacitor. La función del capacitor es acoplar la señal de salida del canal de ionización con el sistema de adquisición de datos a utilizar, o con un osciloscopio.

El detector fue construido en el Laboratorio de Partículas Elementales de la División de Ciencias e Ingenierías, Campus León de la Universidad de Guanajuato [Laboratorio de Partículas Elementales, 2017].

## **Pruebas**

Para realizar las primeras pruebas se conectó la fuente de alto voltaje Ultravolt a la tarjeta de pruebas. Para activar la fuente de alto voltaje se conecta a una fuente TENMA 72-8335A de dos canales de salida de 0 a 24 V y 0 a 1 A [Tenma, 2017], para alimentar con un voltaje fijo de 24 V y después colocar un voltaje de ajuste, con el cual se varia la salida de alto voltaje, teniendo una salida máxima de 3000 V alimentando con 5 V a la entrada de la fuente de alto voltaje. El voltaje de salida incrementa de manera lineal con respecto al voltaje de entrada.

Después de conectar la fuente, se conecta la tarjeta de prueba a un circuito RC en el cual se recibirán las señales que salen de la barra de Cobre. Para observar las

señales como un pulso con forma de exponencial que decae, es necesario configurar los valores de las resistencias y capacitores de manera correcta. Después de realizar variaciones en los valores de los componentes, se obtuvo la siguiente configuración, ver figura 7.

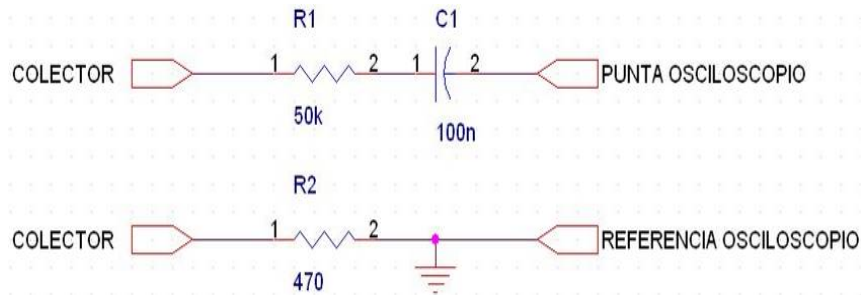


Figura 7 Esquemático del circuito RC de los canales de ionización.

La salida del circuito se conecta a un osciloscopio Tektronix TDS 1001C-EDU de 40 MHz y 500 MS/s [Tektronix, 2013], para identificar que el detector está funcionando y que se obtienen señales con forma apropiada para después poder ser contabilizadas.

Con un voltaje de entrada de 1900 V, se obtuvieron pulsos con un tiempo de descarga de 1  $\mu$ s y con una amplitud de 150 a 200 mV, las señales observadas son usando un trigger de 70 mV, ver figura 8.

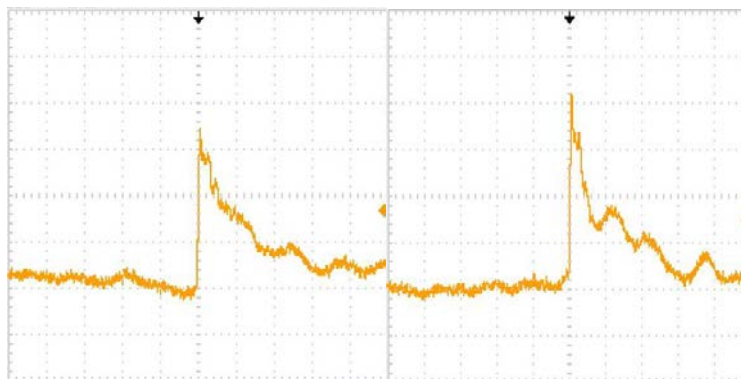


Figura 8 Señales en osciloscopio. Escala horizontal 500 ns; vertical 50 mV; 1900 V.

Se continuó realizando pruebas, ahora se alimentó el campo eléctrico con un voltaje de 1950 V, se observaron señales en el osciloscopio con un tiempo de

descarga de 1  $\mu$ s y 200 a 220 mV, el trigger del osciloscopio se colocó en 70 mV, al igual que en las anteriores señales, ver figura 9.

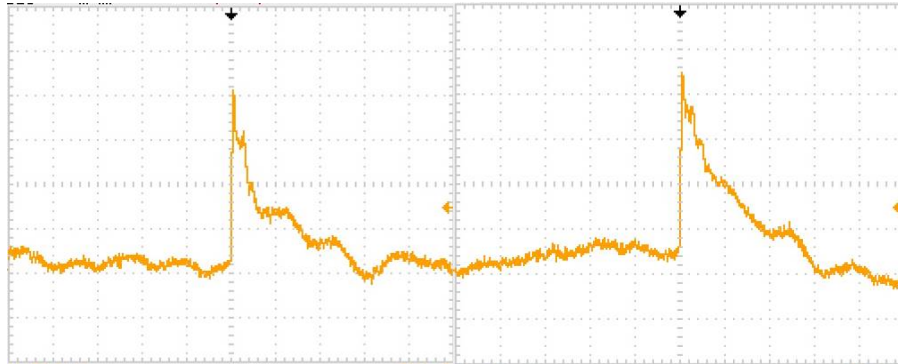


Figura 9 Señales en osciloscopio. Escala horizontal 500 ns; vertical 50 mV; 1950 V.

Se realizó una toma de datos manual, conectando los dos canales de ionización a un osciloscopio, se fijó el voltaje de alimentación del campo eléctrico hasta tener 10 señales en cada canal, se registraba la amplitud de esas 10 señales y luego se incrementaba el voltaje en 50 V. Con estos datos será posible relacionar la amplitud de las señales con el voltaje de alimentación del campo eléctrico.

### 3. Resultados

Con las primeras observaciones de los pulsos de ionización, se vio una variación en la amplitud del pulso, pero el tiempo de descarga se mantuvo sin variación.

Los pulsos tienen pequeñas deformidades después de alcanzar el pico de amplitud. En el canal existe ruido que se puede originar de diferentes fuentes, algunas de ellas son: el uso de cables y pines, las instalaciones eléctricas en el laboratorio, etc. Se observó ruido con amplitud hasta de 50 mV.

Al observar las señales con la forma de exponencial que decae y que suceden eventos de forma aleatoria, es posible que se esté observando el paso de rayos cósmicos que ionizan el material.

Con los datos tomados de la amplitud respecto al voltaje del campo eléctrico, se medía el promedio de la amplitud de los 10 pulsos, de esta forma se mide la

amplitud promedio de los pulsos a un determinado voltaje que genera el campo eléctrico en el que está inmerso la barra de Cobre.

La toma de datos se inició a un voltaje de entrada de 1222 V y se incrementó el voltaje hasta 3000 V debido a que la fuente utilizada tiene un límite superior de voltaje de 3000 V.

Se graficaron los dos canales de ionización y se agregaron a la misma gráfica tres canales de señales que corresponden a un detector de partículas que utiliza placas paralelas con un campo eléctrico, pero con gas como material de detección, ver figura 10. En figura 10 se compara con señales de un detector de placas paralelas que utiliza tres gases diferentes (Xe, Ar,  $\alpha$ ) como haces, y con gas i-butylen como gas de detección

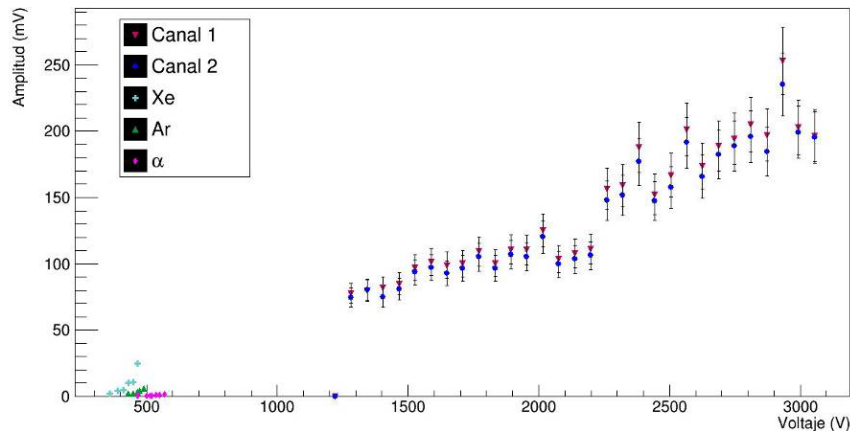


Figura 10 Gráfica de amplitud de las señales contra voltaje [Stelzer, 2014].

#### 4. Discusión

Se observó que al incrementar el voltaje de alimentación del campo eléctrico la amplitud de las señales aumentaba, esta forma de operar es muy similar a lo sucedido en otros detectores de partículas, lo que hace suponer que el funcionamiento del detector es correcto.

Al comparar la amplitud de las señales del canal 1 y 2, se observa que ambos canales son estadísticamente equivalentes, esto hace suponer que las señales que llegan a ambos circuitos corresponden a la misma partícula que ioniza el material.

Realizando la comparación con los datos de otros detectores que funcionan con placas paralelas y con gases como medio de detección, se puede observar que con este sistema se obtienen pulsos de mayor amplitud, esto facilita el procesar la señal con un sistema de adquisición de datos y poder diferenciar entre el ruido de los canales y las señales.

Para poder observar pulsos en el detector, se utiliza mayor voltaje de alimentación comparado con el otro sistema de detección que utiliza gases, pero usando corrientes bajas, máximo 0.333 mA. El tener corrientes bajas hace posible el uso de fuentes de baja potencia para alimentar el sistema de detección.

## **5. Conclusiones**

- Se tiene un detector de rayos cósmicos a base de una barra de Cobre de 10 x 3.8 x 1.2 cm.
- Funcionan satisfactoriamente los dos canales de detección por ionización.
- Se midió la capacitancia de la barra de Cobre generada por la configuración del sistema. El valor de la capacitancia es de 3.12 nF.
- Se logró activar los canales de ionización y tener señal en ambos. Se terminó el diseño de las tarjetas electrónicas de todo el sistema.
- Se observó que, al incrementar el voltaje de alimentación del campo eléctrico, la amplitud de las señales incrementaba.
- Se realizarán pruebas para identificar el voltaje óptimo de operación y medir la amplitud de las señales en ese voltaje. Con esto se podrá asignar un valor de trigger para convertir la señal analógica en digital y poder contar el número de pulsos.
- Se observó un mejor funcionamiento del detector, comparándolo con un sistema de detección de placas paralelas.
- Se innovó en la construcción de un detector de rayos cósmicos utilizando la técnica de detección por ionización en un sólido que es conductor eléctrico, al buscar en la literatura, no se encontraron trabajos similares.
- Se planea realizar pruebas para identificar cual es el material de detección más conveniente de utilizar.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Advanced Energy Industries, Inc. Ultravolt M Series Miniature, Micro-Sized High Voltage Biasing Supplies, 2016.
- [2] Analog Devices. CMP401/CMP402. USA, 2002 – 2016.
- [3] CERN Courier, A discovery of cosmic proportions, Julio 18 2012, <http://cerncourier.com/cws/article/cern/50215> Mayo 2017.
- [4] Cosmic rays, J.J. Beatty, J. Matthews, S.P. Wakely, junio 2016: <http://pdg.lbl.gov/2016/mobile/reviews/pdf/rpp2016-rev-cosmic-rays-m.pdf>.
- [5] Hamamatsu Photonics K. K., MPPC (multi-pixel photon counter). Japan, 2015.
- [6] Hamamatsu Photonics K.K. and Opto-semiconductor Handbook Editorial Committee. Optosemiconductor Handbook: Hamamatsu photonics K.K. and Solid State Division, 2014.
- [7] Laboratorio de Partículas Elementales de la Universidad de Guanajuato, Mayo 2017: <http://laboratoriodeparticulaselementales.blogspot.mx/>.
- [8] OrCAD Cadence PCB Solutions, Noviembre 2016: <http://www.orcad.com>.
- [9] Particle Data Group, Atomic and nuclear properties of copper (Cu), 2016: [http://pdg.lbl.gov/2017/AtomicNuclearProperties/HTML/copper\\_Cu.html](http://pdg.lbl.gov/2017/AtomicNuclearProperties/HTML/copper_Cu.html).
- [10] Rosas-Torres F J., *J. Phys.: Conf. Ser.* **792** 012036, 2017.
- [11] SketchUp Pro, Noviembre 2016: <http://www.sketchup.com/es>.
- [12] Stelzer, H. Nucl. Inst. and Meth. 133, 409 (1976). Cited by F. Sauli. Gaseous Radiation Detectors, Cambridge monographs, UK (2014).
- [13] Tektronix. Digital Storage Oscilloscopes, TDS1000C-EDU Series Datasheet. United State of America, 2013.
- [14] Tenma, Premier Farnell. DC Power Supply. United Kingdom, 2017.

## TRANSMISIÓN-RECEPCIÓN DE AUDIO VÍA LUZ VISIBLE

**Sergio Sandoval Reyes**

CIC-Instituto Politécnico Nacional

*sersand@cic.ipn.mx*

**Arturo Hernández Balderas**

CIC-Instituto Politécnico Nacional

*heba920908@gmail.com*

### Resumen

La comunicación por luz visual o VLC por su acrónimo en inglés (Visual Light Communication), emplea la luz visible proveniente de lámparas fluorescentes, o bien luz de diodos emisores de luz (LED: Light Emitting Diode) para transmitir información. La transmisión de la información se realiza modulando la intensidad de la luz del LED. En el receptor la información es inicialmente recobrada a través de un foto-detector, que suele estar conectado a un dispositivo para la recuperación final de la información. En este artículo se describe una aplicación basada en VLC, para transmitir audio almacenado en una tarjeta micro SD empleando un *shield* montado sobre un microcontrolador Arduino, y varios módulos (llamados *bits*) de LittleBits. El emplear componentes modulares que permiten de manera simple su interconexión, facilitó el desarrollo de esta aplicación.

**Palabras Claves:** Arduino, Audio, LittleBits, SD Shield, VLC.

### Abstract

*Communication by visual light or VLC by its acronym in English (Visual Light Communication), uses visible light from fluorescent lamps, or light from light emitting diode (LED) to transmit information. The transmission of information is done by modulating the intensity of the LED light. In the receiver the information is initially recovered through a photo-detector, which is usually connected to a device for the final recovering of the information. This paper describes an application*

based on VLC, to transmit audio stored in a micro SD card using a shield mounted on an Arduino microcontroller, and several modules (called bits) of LittleBits. The use of modular components that allow simple interconnection, facilitated the development of this application.

**Keywords:** Arduino, Audio, LittleBits, SD shield, VLC.

## 1. Introducción

La Comunicación por Luz Visible (es decir, VLC) [Ted 2011], [Tsonev, 2013], transmite datos por modulación de la intensidad de la luz. Para ello emplea la luz de fotodiodos o LEDs y detectores de luz en los extremos de transmisión y recepción, respectivamente, figura 1.



Figura 1 Luminaria LED, transmisión VLC y recepción.

VLC opera en la banda óptica de 380 nm a 780 nm que es luz visible y por lo tanto el nombre VLC [Sherman, 2013], [Haas, 2013], [Vincent, 2013], figura 2.

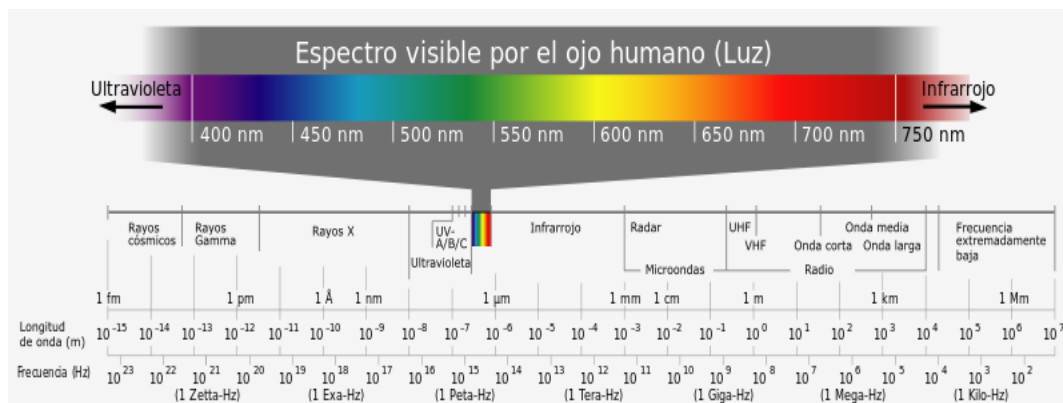


Figura 2 La banda de la luz visible dentro del espectro electromagnético.



VLC puede utilizarse como medio de comunicación para transmitir datos mediante luz visible para el cómputo omnipresente, ya que los dispositivos productores de luz (como las lámparas interiores y exteriores, las señales de tráfico, las pantallas comerciales, los faros de los automóviles y las luces traseras), se utilizan en todas partes [Wikipedia, 2017]. Este artículo describe una aplicación basada en VLC para transmitir audio de música usando luz visible de LED y un sensor de luz.

## 2. Métodos

Los sistemas VLC basados en LED generalmente se implementan usando un esquema de modulación de intensidad y detección directa, con una configuración de línea de visión (LOS: Line Of Sight) o canal [Aleksander, 2017], figura 3. En el transmisor, la modulación de intensidad de la luz se implementa mediante la codificación de la corriente directa, que fluye a través del LED (se utilizan frecuencias altas de modulación para evitar el parpadeo) [Kamsula, 2015].

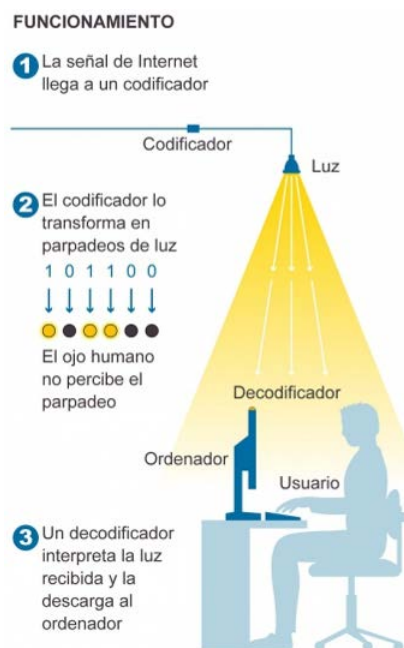


Figura 3 Estructura general de un enlace VLC.

En el receptor, la señal transmitida se recupera mediante detección directa. En este método simple, se usa un fotodiodo para convertir la potencia de la señal óptica incidente en una corriente proporcional.

## Transmisor VLC

Un transmisor típico VLC basado en LED contiene un generador de señal (fuente de información) y un modulador, seguido por el controlador LED y la óptica LED [Yingjie, 2013], figura 4. Los métodos de modulación disponibles para VLC, particularmente para aplicaciones en interiores, deben soportar atenuación y proporcionar mitigación de parpadeo. Las señales de modulación se utilizan para conmutar los LEDs a las frecuencias deseadas usando controladores LED. Estos controladores se basan en amplificadores de transconductancia para convertir las señales de voltaje, en señales de corriente correspondientes para excitar las fuentes de luz (LED) tanto para la comunicación, como para la iluminación.

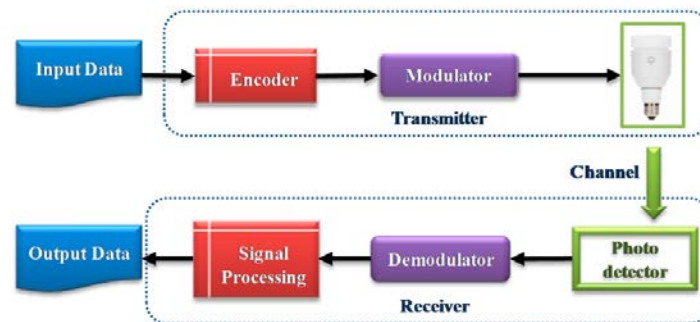


Figura 4 Transmisión de información VLC mediante luz de LED.

## Modulación VLC

Aunque existen diferentes esquemas de modulación para VLC, principalmente las modulaciones de:

- Encendido/apagado (OOK: On-Off-Keying).
- Posición de pulsos variable (VPPM: Variable Pulse Position Modulation).
- Modificación por desplazamiento de color (CSK: Color Shift Keying).
- Multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

[Kwonhyung, 2011] Son las más populares. De todas ellas, OOK es el esquema de modulación más utilizado en VLC debido a su sencilla implementación. En este método, básicamente la intensidad del LED se cambia entre dos niveles

distinguibles correspondientes a los bits de datos (1 ó 0), figura 5a. Un OOK modificado llamado Variable OOK (VOOK) puede proporcionar atenuación. Esto se consigue cambiando el ciclo de trabajo de datos a través de la modulación de ancho de pulso (PWM: Pulse Width Modulation), con sólo 1 bit de información transportada por período de símbolo figura 5b.

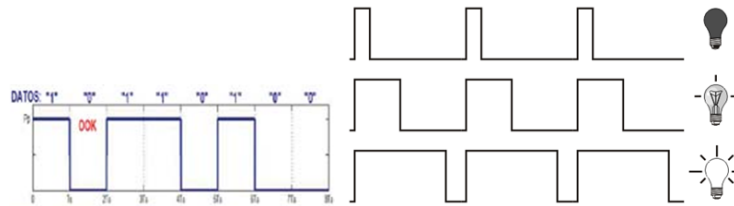


Figura 5 a) Codificación OOK y b) Codificación OOK con PWM.

## Receptor VLC

Un receptor VLC simple consiste en un foto-detector seguido de un amplificador, figura 6. El resto del receptor puede incluir un convertidor digital a analógico. La fotocelda o fotorresistencia LDR (Light Detect Resistor) de la figura 6, es una resistencia cuyo valor en ohmios ( $\Omega$ ) varía ante los cambios de la luz incidente. La fotocelda presenta un valor bajo de resistencia ante la presencia de luz y un alto valor ante la ausencia de luz.

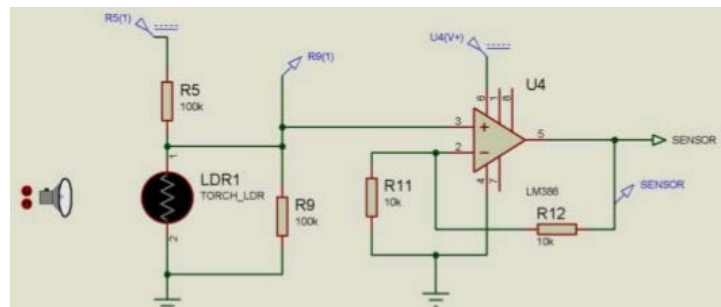


Figura 6 Una LDR como foto-detector seguido de un amplificador.

## Desarrollo

A continuación, se desarrolla una aplicación VLC para transmitir y recibir audio de música en tiempo real, usando la luz de un LED en el transmisor y un foto-detector en el receptor, el cual está conectado a una bocina, figura 7.

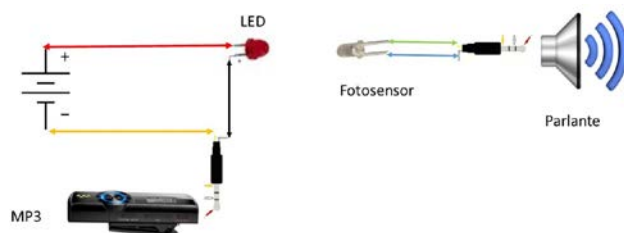


Figura 7 Modelo inicial del desarrollo de la aplicación audio de música con VLC.

Pero para ello se reemplazará en el transmisor como fuente de datos, el reproductor MP3 de la figura 7, por un microcontrolador Arduino UNO con un *Shield* SD 3.0 [Arduino, 2017] que contiene música digital en formato .wav, y se agregan dos módulos LittleBits [LittleBits, 2017]: Un *bit* micrófono/amplificador y un *bit* LED brillante, figura 8.

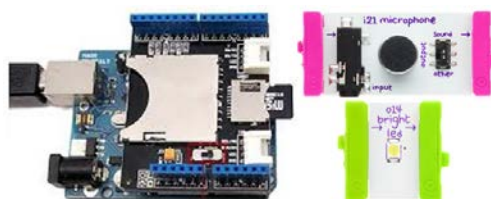


Figura 8 Microcontrolador Arduino con el Shield SD y los *bits* micrófono y LED brillante.

La razón de dichos cambios es experimentar con el formato de música .wav en el Shield SD, y aprovechar la capacidad del puerto de salida OOK-PWM del microcontrolador Arduino [Arduino, 2017], así como su interconexión con los módulos micrófono/amplificador y LED de LittleBits. En este caso el ancho de los pulsos PWM del puerto de salida, representa el nivel de la señal de audio.

Por el lado del receptor se utilizarán dos componentes de LittleBits: Un bit de sensor de luz y un bit de altavoz, que también filtra y amplifica la señal de audio enviada por el sensor de luz, figura 9.

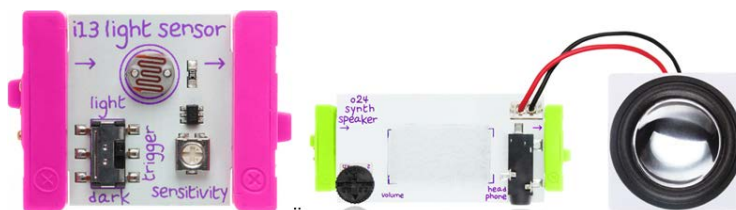


Figura 9 Módulos LittleBits: Sensor de luz y bocina.

### 3. Resultados

El Arduino (dispositivo maestro) descarga el archivo .wav almacenado en la tarjeta micro-SD (dispositivo esclavo), a través de los pines D4 (CS: Chip Select), D11 (MOSI: Master Output Slave Input), D12 (MISO: Master Input Slave Output) y D13 (SCK: Signal Clock). A continuación, genera una señal PWM en el pin D9 y la transmite vía un conector de audio al componente micrófono/amplificador, que amplifica la señal PWM y la alimenta al componente de LED brillante, figura 10. El archivo .wav almacenado en la tarjeta micro-SD tiene las siguientes especificaciones: 22,050 HZ de frecuencia de muestreo; 8 bits (sin signo) por muestra (formato PCM); y 1 canal monoaural.

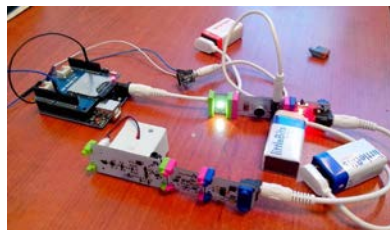


Figura 10 La implementación de la transmisión y recepción de audio de música por VLC.

El código para transmitir el archivo .wav se muestra en la figura 11 (modificado de [Banzi, 2015]). La librería “SD.h” permite la comunicación Arduino-tarjeta SD; “TMRpcm.h” permite la reproducción asíncrona de archivos PCM/WAV directamente desde la tarjeta SD; “SPI.h” (Serial Periferal Interface) permite la transferencia de datos de audio a través de las señales MISO, MOSI y SCK entre el Arduino y la tarjeta SD.

```
#include "SD.h"
#define SD_ChipSelectPin 4
#include "TMRpcm.h"
#include "SPI.h"

TMRpcm tmrpcm;

void setup(){
  tmrpcm.speakerPin = 9;
  Serial.begin(9600);
  if (!SD.begin(SD_ChipSelectPin)) {
    Serial.println("SD fail");
    return;
  }

  tmrpcm.setVolume(6);
  tmrpcm.play("REC00000.wav");
}

void loop(){ }
```

Figura 11 Código Arduino para leer el archivo .wav de la tarjeta micro-SD.

Como se muestra en la figura 12, la señal de audio de música transmitida por la luz LED se recibe a través de un módulo de sensor de luz, que luego lo envía al módulo de altavoz. Este módulo de altavoz no sólo filtra la señal de audio sino que también la amplifica. El uso de estos componentes de LittleBits hace que estas tareas sean muy sencillas.

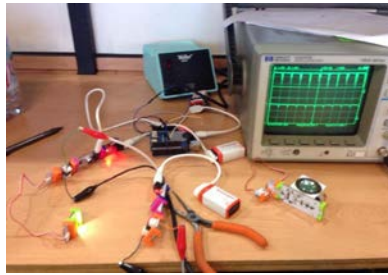


Figura 12 Recepción de audio vía LED a través del detector de luz y un altavoz.

Se realizaron distintas pruebas para corroborar el correcto funcionamiento del prototipo, una de las principales hipótesis a corroborar fue que la potencia de la señal recibida es inversamente proporcional a la distancia. Naturalmente el nivel de la recepción lo afectan otros factores como la luz del ambiente. A continuación, en la figura 13 se muestra la señal de transmisión, comparada con la señal de recepción a 3 centímetros de distancia, con música como fuente de entrada.

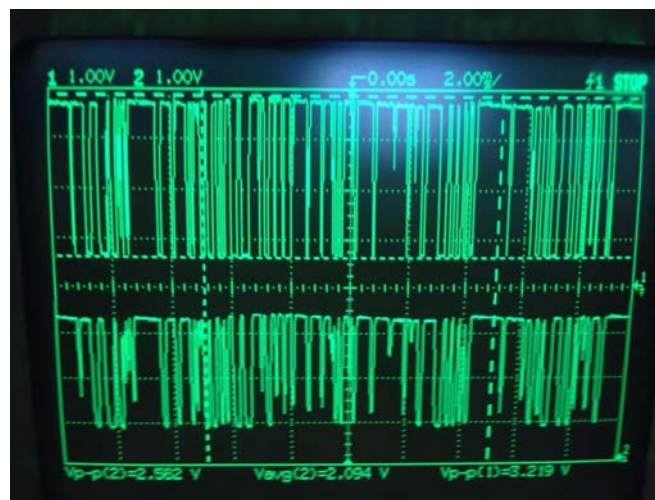


Figura 13 Señales de transmisión (señal superior) y recepción (señal inferior) de música a 3 cm de distancia.

Cabe destacar que al usar la librería de Arduino TMRpcm.h, en la documentación se menciona que se necesitan archivos de audio formato .wav, con 8 bits de tamaño de muestra, de 8 a 32 kHz de frecuencia de muestreo y audio monoaural. De tal forma que para cumplir con estas características y realizar pruebas pertinentes, se usó un programa llamado “sox” [SoX, 2017], que es un generador de sonidos basado en terminal de distribución libre, en el cual se ejecutó el siguiente código para un archivo con un tono de salida de la nota musical *Do* (440 Hz), de tres minutos llamado “output.wav”.

```
#sox -n -r 22050 -b 8 output.wav synth 180 sine 440
```

El argumento *-r* es la frecuencia de muestreo (22050 Hz); el argumento *-b* es el tamaño de la muestra (8 bits); el nombre del archivo es “output.wav”; el argumento “*synth*” es el tiempo (180 segundos); y “*sine*” es la frecuencia (440 Hz).

Con este primer archivo se corroboró la degradación de la señal de recepción a diferentes distancias como se muestra en la tabla 1 y en la figuras 14 y 15.

Tabla 1 Relación distancia–voltaje experimental.

Distancia (cm)	Vpp (V) entrada	Vpp (V) Salida	Frecuencia (Hz)
2	1.7	1.2	440
3	1.7	1.1	440
4	1.7	0.5	440
5	1.7	0.35	440
6	1.7	0.2	440
7	1.7	0.15	440
10	1.7	0.1	440
20	1.7	0.075	440

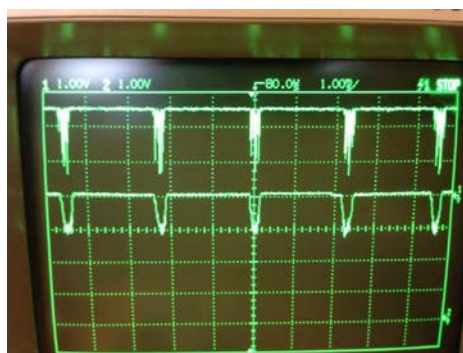


Figura 14 Señales de transmisión y recepción a 440 Hz y 3 cm de distancia.

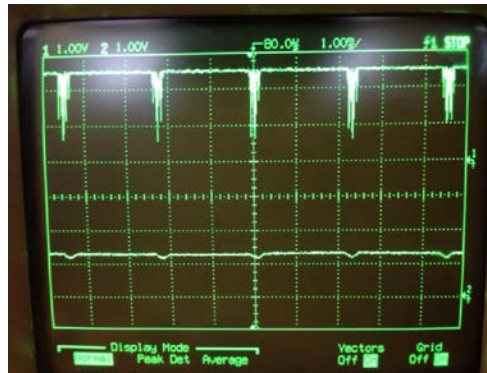


Figura 15 Señales de transmisión y recepción a 440 Hz y 10 cm de distancia.

A continuación, se procedió a cambiar la frecuencia del archivo con el programa “sox”. El único argumento que cambió fue el de “sine” ahora a una frecuencia de 1000 Hz, para corroborar si la frecuencia afecta en el voltaje recibido. Como se muestra en la figura 16, el voltaje permanece igual, aproximadamente de 1Vpp a 3 cm de distancia. Por lo cual se procedió a realizar las pruebas a 1 kHz con resultados similares a las pruebas con 440 Hz, por lo tanto se concluyó que la frecuencia no afecta al voltaje recibido de la señal.



Figura 16 Señales transmisión (superior) y recepción (inferior), 1 kHz 3 cm de distancia.

#### 4. Discusión

La configuración para la transmisión de audio utilizando comunicación por luz visual VLC funcionó como se esperaba, aunque con un poco de ruido. Naturalmente, este ruido aumenta cuando la distancia entre el LED y el sensor de luz es mayor. Asimismo la brillantez del LED y la alineación entre LED y sensor de luz también influyen en el desempeño. Este trabajo difiere con respecto a trabajos



similares como en [Banzi, 2015], [Jpiat, 2016] y [Yildirim, 2016], en lo siguiente. En [Banzi, 2015] se requiere emplear un microcontrolador específico, en este caso un “Arduino Due”, el cual cuenta con un convertidor digital-a-analógico a la salida, para convertir el audio en formato digital a analógico. En este trabajo no se emplea el Arduino Due, sino el Arduino UNO que es más común. En [Jpiat, 2016], se requiere emplear dos microcontroladores (uno para la transmisión y otro para la recepción), y la detección se realiza polarizando inversamente a un diodo LED (el cual modifica su resistencia en función de la luz recibida), y un código que ocupa 10 páginas. En [Yildirim, 2016] se emplea un microcontrolador Arduino para la transmisión y un foto-sensor LDR para la recepción, sin embargo no se reporta ningún código.

Como se puede observar en la tabla 1 y en la figura 17, se tiene un comportamiento exponencial negativo, sin embargo, no se puede concluir con certeza que es el comportamiento definitivo, ya que estas pruebas se realizaron bajo condiciones no ideales; para lo cual se tendría que tomar en cuenta factores externos, como son la luz que contamina la señal, la alineación entre el LED transmisor y el sensor de luz receptor, y las interferencias electromagnéticas. Sin embargo, para este prototipo y escenario en particular se tiene un comportamiento exponencial, en el cual realizando una regresión exponencial se obtiene la ecuación 1.

$$V_{p-p} = 0.0052 \cdot d^{-1.4} \quad (1)$$

La ecuación 1 describe el comportamiento del prototipo en condiciones no ideales del voltaje pico-a-pico ( $V_{p-p}$ ) recibido, en relación a la distancia ( $d$ ) en metros.

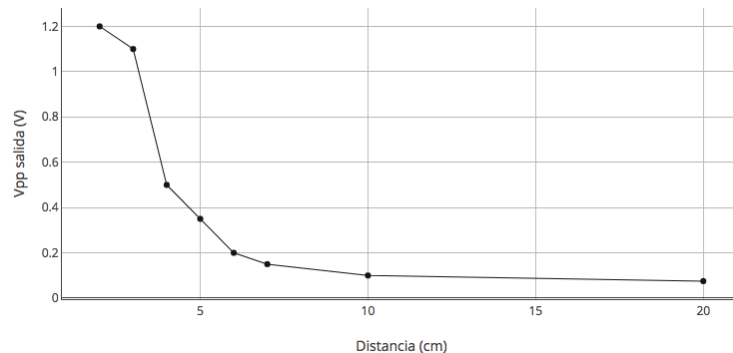


Figura 17 Relación Vpp de salida (recepción) y distancia.

## 5. Conclusiones

Una aplicación de transmisión y recepción de audio utilizando VLC se desarrolló utilizando componentes de Arduino y LittleBit. La aplicación funcionó bien, aunque con una pequeña presencia de ruido. Debe notarse que este ruido también se debe al hecho de que el archivo .wav fue grabado con sólo 8 bits por muestra. En otras palabras, no es Hi-Fi. Asimismo, el desempeño de la aplicación depende de la brillantez del LED emisor y la sensibilidad del foto-sensor con respecto a la luz recibida del LED y la luz circundante (en la figura 9 puede observarse que el sensor de luz tiene un control para graduar la sensibilidad en presencia de mucha o poca luz). Adicionalmente la alineación entre el LED y el sensor de luz influye en la recepción, y por consecuencia en la calidad de la reproducción del audio. Este trabajo podría mejorarse: 1) aumentando la potencia de emisión del LED para aumentar la distancia de recepción; y 2) incluir la transmisión de video agregando otra fuente de luz LED para codificar la información del video.

## Reconocimientos

Este trabajo estuvo apoyado por la Secretaría de Investigación y Posgrado del Instituto Politécnico Nacional. Proyecto SIP 20171260.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Aleksandar Jovicic, Junyi Li and Tom Richardson, "Visible light communication: opportunities, challenges and the path to market". DOI: 10.1109/MCOM.2013: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6685754/>.
- [2] Arduino. 2017: <https://www.arduino.cc/>.
- [3] Arduino library for asynchronous playback of PCM/WAV files direct from SD card: <https://github.com/TMRh20/TMRpcm>.
- [4] Banzi Massimo, Fitzgerald Scott, y Guadalupi Arturo, Simple Audio Player: <https://www.arduino.cc/en/Tutorial/SimpleAudioPlayer>, 2015.
- [5] Haas, H., High-speed wireless networking using visible light. SPIE Newsroom. DOI, 2013: <http://dx.doi.org/10.1117/2.1201304.004773>.
- [6] LittleBlts. 2017, <https://littlebits.cc/>.

- [7] Jpiat Jonathan, Arduino Simple Visible Light Communication, 2016: <https://github.com/jpiat/arduino/wiki/arduino-simple-visible-light-communication>.
- [8] Kamsula Pekka, Design and implementation of a bidirectional visible light communication testbed. University of Oulu, Department of Electrical and Information Engineering. Master's Thesis, 2015, <http://jultika.oulu.fi/files/nbnfioulu-201502141097.pdf>.
- [9] Kwonhyung Lee; Hyuncheol Park, Modulations for Visible Light Communications With Dimming Control. IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 23, Issue 16, August. DOI: 10.1109/LPT.2011.2157676, 2011, <http://ieeexplore.ieee.org/document/5773477/>.
- [10] Sherman, J., How LED Light Bulbs could replace Wi-Fi. Digital Trends, 2013: <http://www.digitaltrends.com/mobile/light-bulb-li-fi-wireless-internet/>.
- [11] SoX - Sound eXchange: <http://sox.sourceforge.net/>.
- [12] TED Ideas worth spreading, Harald Haas: Wireless data from every light bulb, 2011: [http://www.ted.com/talks/harald\\_haas\\_wireless\\_data\\_from\\_every\\_light\\_bulb](http://www.ted.com/talks/harald_haas_wireless_data_from_every_light_bulb).
- [13] Tsonev, D., Videv, S. and Haas, H, Light fidelity (Li-Fi): towards all-optical networking. Proc. SPIE (Broadband Access Communication Technologies VIII) 9007 (2). DOI, December 2013: <http://dx.doi.org/10.1117/12.2044649>.
- [14] Vincent, J., Li-Fi revolution: internet connections using light bulbs are 250 times faster than broadband: <http://www.independent.co.uk/news/science/li-fi-revolution-internet-connections-using-light-bulbs-are-250-times-faster-than-broadband-8909320.html>, 2013.
- [15] Wikipedia, Visible Light Communication, 2017: [https://en.wikipedia.org/wiki/Visible\\_light\\_communication](https://en.wikipedia.org/wiki/Visible_light_communication).
- [16] Yingjie He, Liwei Ding, Yuxiang Gong, and Yongjin Wang, Real-time Audio & Video Transmission System Based on Visible Light Communication. Optics and Photonics Journal, 2013: <https://www.scirp.org/journal/PaperInformation.aspx?PaperID=34961>.
- [17] Yildirim Guray, Ozen Ozgur, Yuksel Heba, y Inci M Naci. 2016. A low Cost Li-Fi Communication Setup, 2016: <http://ab.org.tr/ab17/bildir/99.pdf>.

# **DISEÑO E INTEGRACIÓN DE UNA COMPUTADORA A BORDO PARA VUELOS ESTRATOSFÉRICOS**

***Lauro Santiago Cruz***

Universidad Nacional Autónoma de México

*lsc@pumas.iingen.unam.mx*

***Indira Citlalli Cortés Sánchez***

Universidad Nacional Autónoma de México

*indira.iccs@gmail.com*

***Mario Alberto Mendoza Bárcenas***

Instituto Politécnico Nacional, Centro de Desarrollo Aeroespacial

*mmendozab@ipn.mx*

## **Resumen**

El principal objetivo de realizar vuelos estratosféricos que transportan sistemas electrónicos es la obtención y monitoreo de parámetros que determinen el comportamiento de dichos sistemas bajo condiciones atmosféricas demandantes. El documento en cuestión muestra la implementación de un sistema enfocado a la adquisición y almacenamiento de imágenes y temperatura en condiciones estratosféricas. La integración del prototipo consta de una cámara con comunicación serie asíncrona (UART), sensores de temperatura en circuito integrado y un conjunto de termistores con diferentes rangos para la obtención de temperaturas diversas, una memoria SD y una fuente estable de corriente directa proporcionada por una batería de litio y polímero (LiPo). La plataforma encargada del control y procesamiento de datos se integró a través del microcontrolador ChipKIT UNO32. El diseño del sistema y las pruebas de desempeño pertinentes se realizaron considerando el tiempo máximo del vuelo, de tal forma que la descarga de la batería y la capacidad de almacenamiento de la memoria SD fueran suficientes para mantener el ciclo de la obtención de imágenes y temperaturas en forma continua.

Por otra parte, además de los beneficios de rendimiento que proporciona la ChipKIT UNO 32, una característica que permite optimizar el tamaño de la carga final, son las dimensiones físicas de la tarjeta en comparación con otros microcontroladores de iguales características.

**Palabras Claves:** ChipKIT UNO32, LiPo, memoria SD, SPI, UART

## **Abstract**

*The main objective of making stratospheric flights that transport electronic systems, is the collection and monitoring of parameters that determine the behavior of such systems under stressful conditions.*

*The document in question shows the implementation of a system focused on the acquisition and storage of images and temperature in stratospheric conditions. The integration of the prototype consists of a camera with serial communication (UART), temperature sensors -integrated circuit sensor and a set of thermistors with different ranges for obtaining the temperature, an SD memory and a stable source of direct current provided by a lithium and polymer battery (LiPo). The platform in charge of control and data processing is performed through the microcontroller ChipKIT UNO32. The design of the system and the relevant performance tests were performed considering the maximum flight time, so that the battery discharge and the storage capacity of the SD memory were sufficient to maintain the cycle of obtaining images and temperatures in continuous form. Besides to the performance benefits provided by ChipKIT UNO 32, a feature that allows you to optimize the size of the final load, are the physical dimensions of the card compared to other microcontrollers with the same characteristics.*

**Keywords:** ChipKIT UNO32, LiPo, SD memory, SPI, UART

## **1. Introducción**

La estratósfera es una capa de la atmósfera que se extiende de los 10 hasta los 50 km de altura. El aire en esta zona se mantiene generalmente estable, con presiones del orden de los 3 milibares y temperaturas cercanas a los – 60 °C, por lo que adquirir las condiciones de operación de sistemas electrónicos bajo estas

condiciones climáticas es una estrategia viable para la prueba de operación de dichos sistemas bajo condiciones demandantes. El desarrollo del prototipo de bajo costo que cumplió con este objetivo se llevó a cabo mediante la plataforma de software libre ChipKIT UNO32 [ChipKIT, 2016], la cual cuenta con 32 bits a 80 MHz, 128 K de memoria de programa flash y 16 K de memoria de datos SRAM. A través de sus diferentes terminales de entrada y salida, se estableció la comunicación con los dispositivos del monitoreo en cuestión.

En este artículo se describen las características de dicho sistema capaz de almacenar imágenes y mediciones de temperaturas, con el objetivo principal de conocer las condiciones ambientales de la estratósfera y del comportamiento de los sistemas electrónicos en dicha zona, de modo que éstas sirvan de base para impulsar el desarrollo de tecnología satelital en nuestro país.

## 2. Métodos

El material utilizado para el desarrollo del prototipo se enlista a continuación:

- Microcontrolador ChipKIT UNO32
- Sensor de temperatura LM35
- Termistores 100K6A372I y 100K6A1B
- Memoria SD
- LinkSprite JPEG Color Camera
- Batería LiPo

El diagrama de la figura 1, ejemplifica la conexión entre los dispositivos y el microcontrolador.

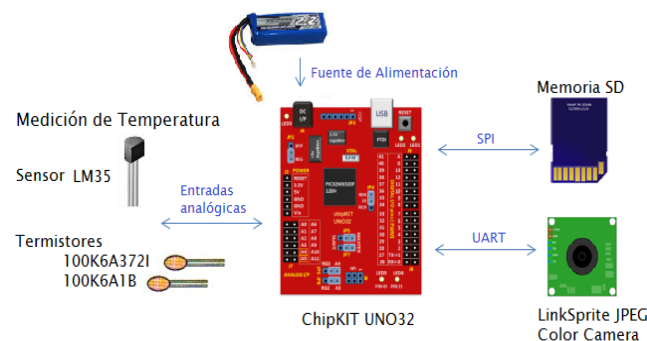


Figura 1 Diagrama de la conexión del sistema.

El principio de funcionamiento se rige mediante el programa interno del microcontrolador, el cual establece la comunicación serial con la cámara, la conversión analógica digital de los valores obtenidos por el sensor de temperatura y los termistores, y finalmente la comunicación SPI con la memoria SD para efectuar el almacenamiento de las imágenes y de las lecturas obtenidas.

La cámara se vale de uno de los puertos serie de la tarjeta ChipKIT UNO 32 para establecer la comunicación; utiliza la biblioteca "Adafruit\_VC0706.h" que permite validar el estado de la cámara, elegir el tamaño de las imágenes y activar su funcionamiento en modo de detección de movimiento, así la cámara obtendrá una imagen en formato ".jpg" cada vez que ésta detecte movimiento. Posteriormente la fotografía obtenida será identificada con un nombre numérico asignado de manera secuencial para su almacenamiento.

La medición de las temperaturas se llevará a cabo por medio del sensor LM35 y dos termistores, para ello se utilizará el convertidor analógico digital (CAD) de la ChipKIT UNO32, el cual cuenta con 10 bits de resolución (de 0 a 1023 valores) y un voltaje de referencia de 3.3 V, por lo que el cambio de tensión de entrada analógica más pequeña que puede ser detectado por el CAD será de 3.22 mV, obtenido con la ecuación 1.

$$\text{escalón de conversión} = \frac{\text{Voltaje de referencia}}{1023} \quad (1)$$

Para que el microcontrolador pueda proporcionar la temperatura obtenida del sensor LM35 y de los termistores, es necesario conocer la cantidad de voltaje que existe en la entrada analógica (*V<sub>analog</sub>*) para cada dispositivo. Con este fin se llevó a cabo el siguiente análisis.

Para el sensor de temperatura LM35 [TI, 2016], el cual tiene un comportamiento lineal, donde cada 10 mV equivale a 1 °C y su rango de operación va de los -55 a los +155 °C, se programó la ecuación 2 para obtener los valores de temperatura.

$$^{\circ}\text{C} = \frac{V_{\text{analog}} * 330}{1023} \quad (2)$$

En cuanto a los termistores, debido a que éstos tienen un comportamiento exponencial, se requiere un proceso de linealización de su comportamiento. La

curva característica de los diferentes termistores se aproximó por medio de la ecuación 3, mejor conocida como ecuación de Steinhart-Hart [Narváez, 2004].

$$\frac{1}{T} = A + B * \ln(Rt) + C * (\ln(Rt))^3 \quad (3)$$

Donde:

T = Temperatura en Kelvin

Rt = Resistencia del termistor en [kiloohm]

A, B, C = Constantes de la curva de aproximación

Para obtener las constantes A, B y C de la ecuación 3, se establecieron los rangos de trabajo para cada termistor según su rango de operación como se observa en la tabla 1.

Tabla 1 Configuración de los termistores.

Termistor	Rango de operación	Rango de trabajo
100K6A372I	-40 a +125 °C	-40 a +30 °C
100K6A1B	-40 a +125 °C	-20 a +80 °C

Posteriormente se designaron tres temperaturas contenidas en el rango de trabajo seleccionado previamente, y con ayuda de las tablas o curvas que acompañan a cada termistor en sus hojas de especificaciones técnicas, se obtuvieron los valores de resistencia mostrados en la tabla 2. Finalmente, con estos últimos valores y por medio de la interfaz de Stanford Research Systems [SRS, 2016] se calcularon las constantes expuestas en la tabla 3.

Tabla 2 Parámetros seleccionados para el cálculo de constantes.

Termistor	Temperatura [°C]	Resistencia [ohm]
100K6A372I	-40	4071186
	-30	2078448
	30	79430
100K6A1B	-20	1106727
	30	79430
	80	10837



Tabla 3 Constantes obtenidas para cada rango de temperatura.

Termistor	Constantes	Resistencia [ohm]
100K6A372I	A	$0.8271540084 \times 10^{-3}$
	B	$2.087959508 \times 10^{-4}$
	C	$0.8060918669 \times 10^{-7}$
100K6A1B	A	$0.8270825478 \times 10^{-3}$
	B	$2.088045670 \times 10^{-4}$
	C	$0.8059125623 \times 10^{-7}$

Sabiendo el valor de las constantes, queda pendiente el cálculo de la resistencia  $R_t$ , el cual se puede determinar según la disposición del termistor en la conexión externa. En la tabla 4 se muestran las dos diferentes posibilidades con sus respectivas ecuaciones.

Tabla 4 Configuraciones para la conexión externa de los termistores.

Configuración	Conexión	Ecuación para el cálculo de $R_t$
1		$R_{term} = \frac{V_{analog} * R1}{1023 - V_{analog}}$
2		$R_{term} = \frac{R1 * 1023}{V_{analog}} - R1$

La resistencia  $R_1$  debe ser de precisión, a un valor de 15 K, de acuerdo con el valor de la resistencia medida en el Vernier BTA-ELV y en el SparkFun Vernier [GitHub, 2016], que son dos de los más populares sensores analógicos Vernier, mismos que utilizan termistores conectados en serie con una resistencia fija para generar la salida de voltaje analógico a partir de un divisor de voltaje.

En último lugar se despejó la temperatura Kelvin de la ecuación de Steinhart-Hart y haciendo la conversión a °C se obtuvo la ecuación 4, la cual se programó con ayuda de la biblioteca "math.h".

$$T [^{\circ}C] = \frac{1}{A + B * \ln(Rt) + C * (\ln(Rt))^3} - 273.15 \quad (4)$$

Las bibliotecas utilizadas para facilitar la comunicación y programación del almacenamiento de imágenes y temperaturas en la memoria SD fueron “SPI.h” y “SD.h” respectivamente. Es importante mencionar que la memoria SD trabaja con niveles de voltaje de 3.3 V, por lo que fue necesario implementar un divisor de voltaje en cada terminal designada para la comunicación SPI debido a que la tarjeta ChipKIT UNO32 trabaja a 5 V.

Finalmente se realizó un estudio detallado de las características principales (capacidad, factor de descarga, peso y tamaño) de las baterías LiPo existentes en el mercado, con el objetivo de conseguir un tiempo prolongado de descarga de acuerdo a la corriente de consumo del sistema como se muestra en la ecuación 5.

$$tiempo\ de\ descarga [h] = \frac{Capacidad\ de\ la\ Bateria [mAh]}{Corriente\ de\ consumo\ del\ sistema [mA]} \quad (5)$$

La programación de la tarjeta ChipKIT UNO32 se llevó a cabo en la plataforma de desarrollo Arduino IDE utilizando el complemento [https://github.com/chipKIT32/chipKIT-core/raw/master/package\\_chipkit\\_indez.json](https://github.com/chipKIT32/chipKIT-core/raw/master/package_chipkit_indez.json) en el gestor de tarjetas adicionales, tal como se muestra en la figura 2.

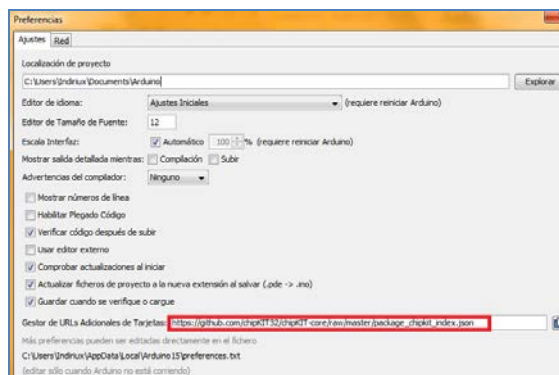


Figura 2 complemento de Chipkit para Arduino IDE.

### 3. Resultados

En la figura 3 se observa la conexión de la cámara con la memoria SD. Los resultados obtenidos en la interfaz de Stanford Research Systems para el cálculo de constantes de cada termistor se muestran en la figura 4 y figura 5.

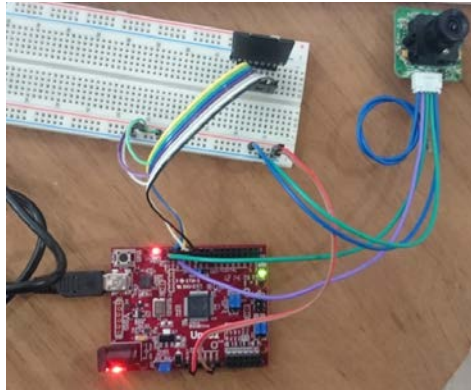


Figura 3 Sistema de captura y almacenamiento de imágenes.

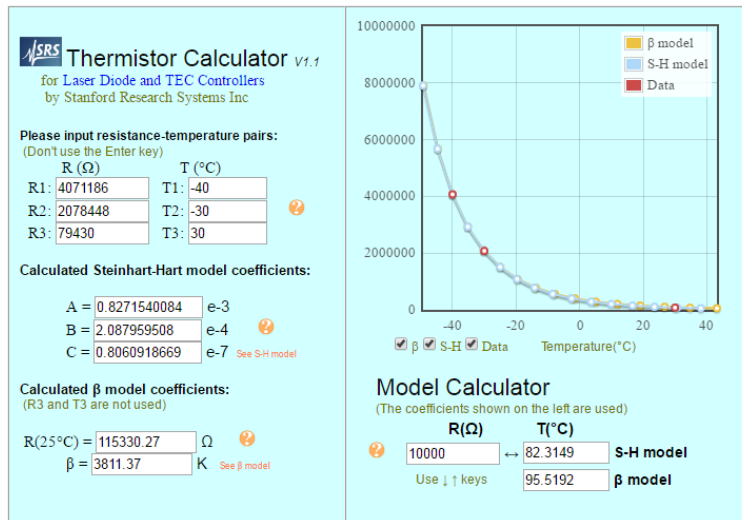


Figura 4 Análisis para el termistor 100K6A372I.

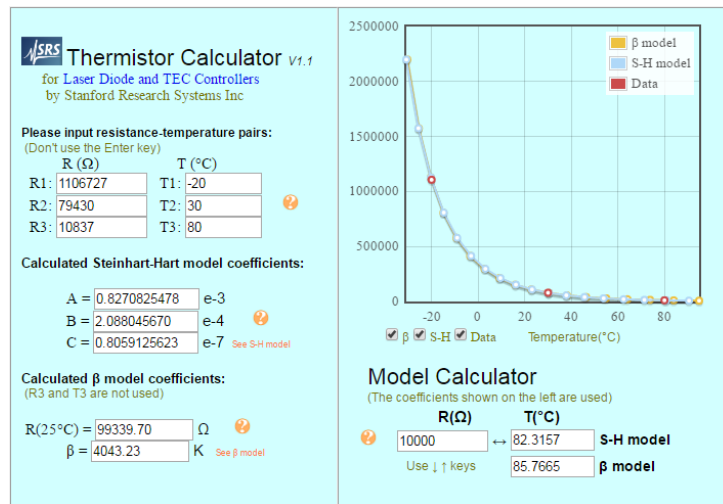


Figura 5 Análisis para el termistor 100K6A1B.

El algoritmo general del microcontrolador se muestra en la figura 6.

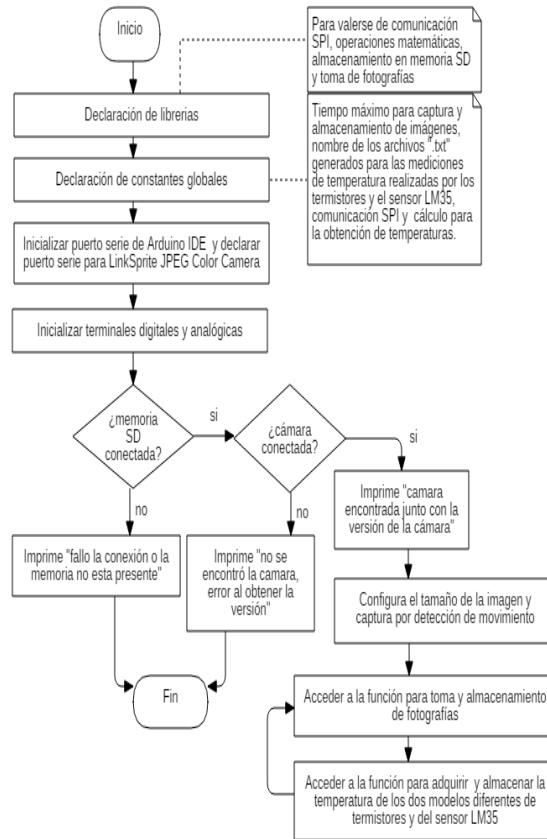


Figura 6 Algoritmo del funcionamiento general del sistema.

Al añadir el complemento de ChipKIT en Arduino IDE, es posible seleccionar el microcontrolador ChipKIT UNO32, como se observa en figura 7.

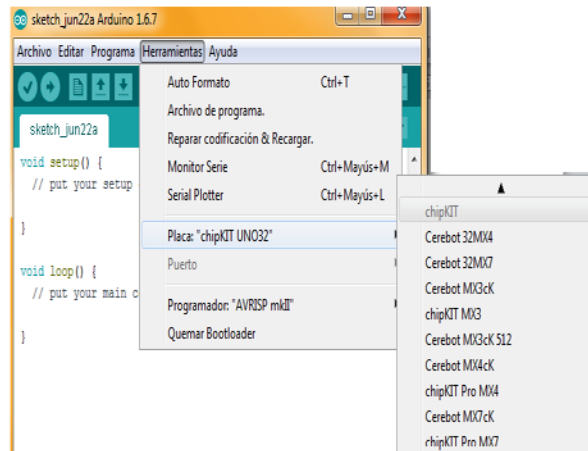


Figura 7 Selección de microcontrolador ChipKIT UNO32 en Arduino IDE.

La forma en que se ejecuta la secuencia para obtener y almacenar imágenes y temperaturas, es cíclica e ininterrumpida para garantizar el funcionamiento del sistema durante el vuelo.

En la figura 8 y figura 9 se observa el algoritmo detallado de los procesos mencionados en el párrafo anterior.

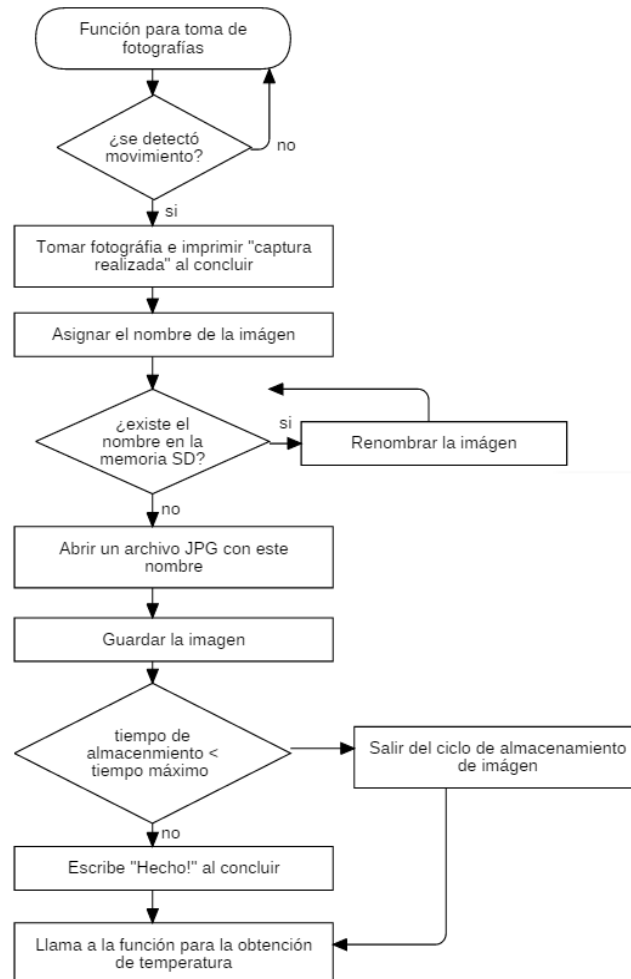


Figura 8 Algoritmo de función programada para obtención y almacenamiento imágenes.

Una vez o finalizada la prueba, se pueden extraer las imágenes y temperaturas obtenidas mediante la lectura de la memoria SD en el ordenador, figura 10. Se generan tres archivos de extensión .txt, cada uno corresponde a un termistor y al sensor de temperatura, de igual forma se observa el almacenamiento secuencial de imágenes.

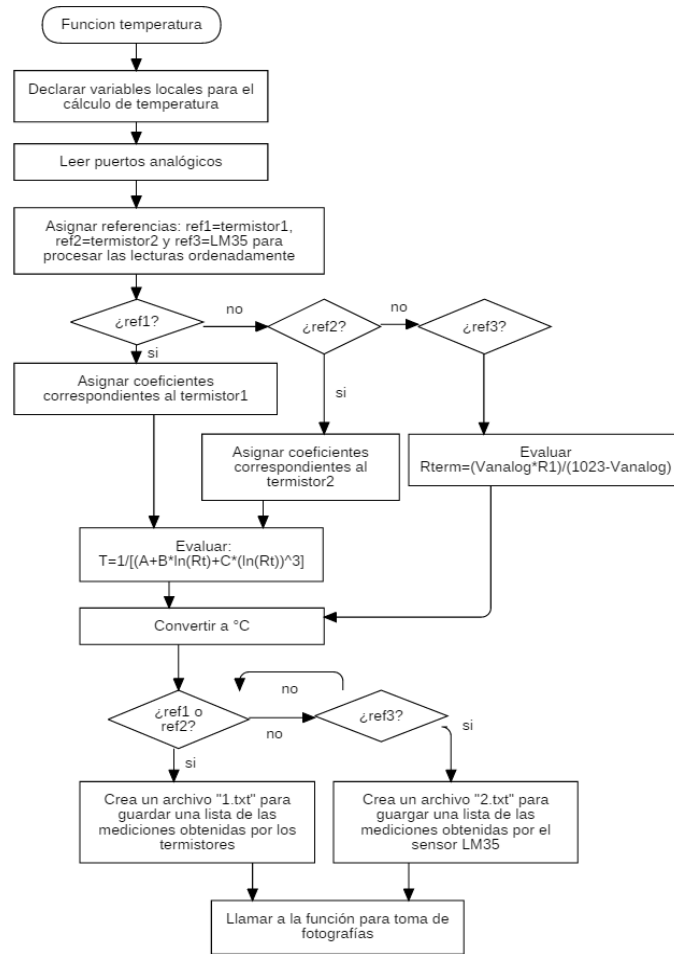


Figura 9 Algoritmo de función programada para obtención y almacenamiento de temperaturas.

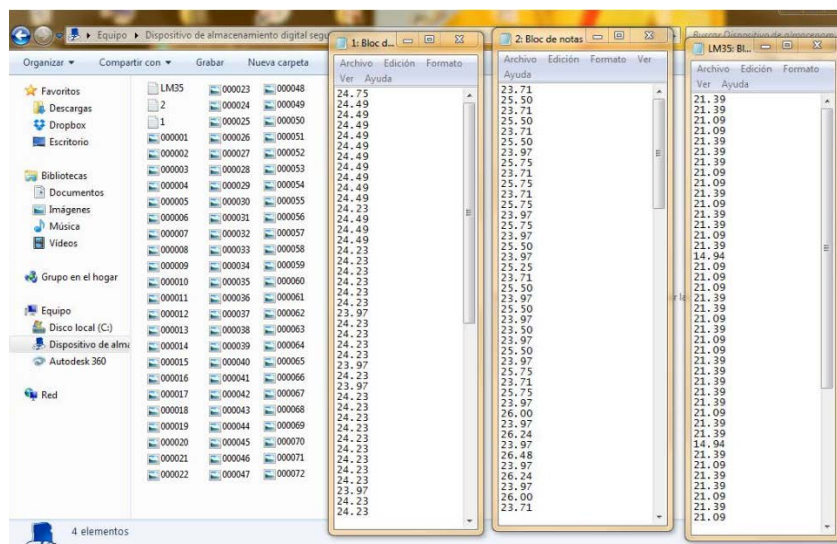


Figura 10 Extracción de imágenes y temperaturas desde la memoria SD.

## **4. Discusión**

La utilización de microcontroladores para el desarrollo de sistemas electrónicos resulta de gran utilidad principalmente por la comunicación bilateral que se establece con los dispositivos.

Existen numerosos circuitos integrados programables en el mercado, sin embargo, los más intuitivos, de menor costo y con mayor información en la web son los de la plataforma de Arduino.

ChipKIT UNO32 es una placa compatible con Arduino basada en el PIC32 de Microchip, en lo que respecta a la programación interna del mismo resulta prácticamente igual que para cualquier microcontrolador de Arduino, una que se instala el complemento para ChipKIT en gestor de tarjetas adicionales de Arduino IDE. Sin embargo ChipKIT UNO32 tiene un alto desempeño respecto a un Arduino UNO (el cual sería su equivalente en tamaño y disposición de terminales), ya que cuenta con cuatro veces más velocidad de procesamiento (80Mhz), posee más entradas y salidas análogas y digitales, una memoria de programa cuatro veces mayor, ocho veces más RAM, reloj de tiempo real, más puertos para establecer diferentes tipos de comunicación, entre otros; en consecuencia, su costo será más elevado. Una de las desventajas principales y por la cual ChipKIT UNO32 no es 100% compatible con Arduino, es que aún existen errores en los archivos internos que verifican la validez de los programas, esto trae problemas de compilación provocando errores que no provienen propiamente de la descripción de un programa. Independientemente de esto y por las características ya mencionadas, ChipKIT UNO32 es un potente microcontrolador, muy útil para el desarrollo de prototipos como el descrito en este artículo, con amplias posibilidades de crecer añadiendo muchas otras funciones. Además, en relación al tiempo que dura normalmente un vuelo estratosférico, el almacenamiento continuo de imágenes y temperaturas ocupan un espacio aceptable para que una memoria SD de 8GB no llegue a su capacidad máxima durante el vuelo.

Respecto a los dispositivos programados para realizar las mediciones de temperatura, además de esta finalidad, será posible comparar las diferencias entre el comportamiento lineal del sensor LM35 y el comportamiento exponencial de los

termistores de alta precisión de modo que se pueda considerar el LM35 para futuras expediciones como un dispositivo confiable y de bajo costo.

Las ventajas del sistema diseñado radican fundamentalmente en tres particularidades:

- Características del microcontrolador: la capacidad de procesamiento de 32 bits a 80 MHz permite obtener un mejor aprovechamiento del microcontrolador, ya que interpreta una mayor cantidad de información en menor tiempo.
- Dispositivos de entrada: la captura y el almacenamiento de imágenes están definidos por tiempo para evitar la interrupción del algoritmo en caso de alguna falla, el tamaño de la imagen puede ser seleccionado en la programación interna y se pueden nombrar de forma automática hasta 999999 fotografías. Por otra parte, la adquisición de temperaturas se efectúa en un amplio intervalo de medición cubriendo el rango de temperaturas existentes en la estratósfera.
- Registro de datos obtenidos en memoria externa: la organización y distribución de los datos recopilados en la memoria SD, está pensada para separar en diferentes archivos las temperaturas tomadas por los termistores, las temperaturas tomadas por el sensor LM35 y las imágenes, de modo que procesar la información después de un vuelo sea rápido y comprensible.

Las aplicaciones directas de este tipo de sistemas son enfocadas a diferentes experimentos relacionados con la instrumentación espacial, y en particular para la medición de variables físicoquímicas que servirán como punta de flecha para el desarrollo de nuevos avances científicos y tecnológicos.

## **5. Conclusiones**

El prototipo en cuestión demuestra que es posible conseguir un sistema capaz de realizar mediciones de temperatura precisas y toma de fotografías a nivel de la estratósfera con un presupuesto relativamente bajo. Además, las características



físicas de los dispositivos proporcionan en conjunto un diseño versátil y de bajo peso para vuelos estratosféricos

Por otra parte, el PIC32, está provisto con una unidad central de procesamiento mucho más eficiente y una unidad de memoria (Flash y SRAM) de capacidad considerable que supera por mucho a los microcontroladores comunes en el mercado, con ello se hace factible la posibilidad de adicionar múltiples funciones al prototipo de modo que se obtenga la medición de otros parámetros en expediciones futuras.

Es muy importante realizar las pruebas pertinentes en relación al consumo de energía por parte del prototipo en condiciones de demanda máximas, considerando la capacidad y el factor de descarga de la fuente de alimentación, para asegurar con ello que el sistema permanecerá encendido en el tiempo de vuelo estimado. Se menciona esta situación ya que las baterías LiPo no pueden descargarse por debajo de cierto valor, este hecho provocaría que el sistema dejara de funcionar.

Finalmente es de resaltarse que la electrónica en general debe permanecer perfectamente aislada en condiciones ambientales para asegurar el un funcionamiento óptimo.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Carlos Narváez. Termómetro Digital usando un Termistor NTC y un PIC16F873, Universidad del Oriente, México, 2004.
- [2] ChipKIT Development Plataforma: <http://chipkit.net/wpcproduct/chipkit-uno32/>, 2016.
- [3] Arduino and Vernier Sensors-Thermistor Temperature Sensors: <https://www.vernier.com/engineering/arduino/analog-sensors/thermistors/>, 2016.
- [4] LM35 Precision Centigrade Temperature Sensor. Texas Instruments. Dallas, Texas, USA, 2016.
- [5] Thermistor Calculator: [http://www.thinksrs.com/downloads/PDFs/Application Notes/LDC%20Note%204%20NTC%20Calculator.pdf](http://www.thinksrs.com/downloads/PDFs/Application%20Notes/LDC%20Note%204%20NTC%20Calculator.pdf), 2016.

## **CASO APLICATIVO DEL SISTEMA DE GESTIÓN DIGITAL: GESTIÓN DE ESPACIOS FÍSICOS**

***Rafaela Blanca Silva López***

Universidad Autónoma Metropolitana

*r.silva@correo.ler.uam.mx*

***César Arostégui Ramírez***

Universidad Autónoma Metropolitana *c.arosteguirmz@gmail.com*

***Iris Iddaly Méndez Gurrola***

Universidad Autónoma Metropolitana

*iddalym@yahoo.com.mx*

***Hugo Pablo Leyva***

Universidad Autónoma Metropolitana

*hpl@correo.azc.uam.mx*

### **Resumen**

En toda Institución de Educación Superior (IES), se necesita administrar espacios que están al servicio de la comunidad universitaria, con la finalidad de mejorar el desempeño y la eficiencia de estos servicios partiendo del modelado de procesos, se ha creado Sistemas de Gestión Digital (SGD) que apoya en las actividades administrativas de la IES. El SGD tiene como fundamento una arquitectura institucional integrada por 4 arquitecturas interrelacionadas [Silva-López, 2017]. El objetivo de este trabajo fue desarrollar un caso que funcione como prueba de concepto, para el diseño de un módulo del SGD en una IES (Universidad Obrera de México), en particular el Sistema de Gestión de Espacios Físicos (SIGEF), diseñado para automatizar y mejorar los procesos en la gestión de espacios físicos y conocer la satisfacción del usuario final, llevar el control del flujo de información, reducir los tiempos de atención y en mejorar los servicios que se ofrecen.

**Palabras Claves:** Arquitectura institucional, gestión de espacios, modelado de procesos.

## **Abstract**

*In any Higher Education Institution (HEI), is necessary to manage spaces that are at the service of the university community, in order to improve the performance and efficiency of these services. Digital Management Systems (DMS) is based on an institutional architecture [Silva, 2017] integrated by 4 interrelated architectures. The objective of this work is to develop a case that works as proof of concept, for the design of a module of the DMS in an HEI (Universidad Obrera de México), in particular Physical Spaces Management System (PSMS) was designed to automate and improve processes in the management of physical spaces and know the satisfaction of the end user, control information flow, reduce attention times and improve the services that are offered.*

**Keywords:** *Institutional architecture, process modeling, space management.*

## **1. Introducción**

Las Instituciones de Educación Superior (IES) públicas carecen de suficientes recursos físicos para atender la alta demanda del estudiantado. Un caso específico es la Universidad Obrera de México [UOM, 2013], durante 80 años se ha mantenido como una alternativa educativa para la clase trabajadora ofreciendo cursos, talleres y diplomados en diversas disciplinas. A lo largo del tiempo ha evolucionado y se ha adaptado a las necesidades de la sociedad, lo que ha incrementado su matrícula. También ofrece una difusión cultural realizando durante el año exposiciones, congresos y conferencias, entre otros. Lo anterior genera complicaciones a la hora de asignar los espacios y demanda un tiempo considerable por el personal administrativo, además de que al realizarlo manualmente usando hojas de Excel en diferentes áreas, provoca empalmes, problemas de logística y distribución adecuada de los espacios.

Desde el 2005, la Universidad de Jasén propone un modelo de racionalización y gestión de espacios cuyo objetivo es el reparto equitativo de espacios, permite conocer el uso que se hace de los espacios disponibles [BOUJA, 2005]. El modelo plantea toda la normatividad que se debe seguir, sin embargo, no proponen un sistema informático que automatice dicha actividad.

Por otro lado existen IES que cuentan con Sistemas de Gestión de Espacios y Gestión de Reserva de Espacios, tal es el caso de [Universidad de Salamanca, 2017], [ETSA, 2017], [Universidad de Málaga, 2017], diversas Universidades de España como: la [Universidad de Alicante, 2017], [Universidad de Alcalá, 2017], [Universidad Pablo de Olavide Sevilla, 2017] que contempla la asignación planeada y por demanda, [ETSIT, 2017], [Universidad de Córdoba, 2017], [Universidad de Granada, 2007] utiliza un Sistema Unificado de Consulta y Reserva de Espacios (SUCRE) que gestiona los espacios de todas sus facultades, [Universidade de Palermo, 2017] y [Universidad de Murcia, 2017] entre otras. Todos cuentan con un sistema o aplicación que les apoya en la reservación de espacios dentro de la Institución, sin embargo, no se encontró evidencia de que los sistemas para la gestión de espacios que utilizan formen parte de un Sistema de Gestión Digital Integral.

Universitas XXI presenta un trabajo asociado a un sistema de gestión de espacios físicos que permite la distribución equitativa de lugares libres, cesión de lugares y gestión de actividades no sólo para académicos [Universitas XXI, 2007]. El sistema no forma parte de un sistema de gestión integral, se encuentra desarticulado de otros sistemas existentes.

[Martínez, 2012], presentan los resultados preliminares del modelado de un sistema informático de gestión de espacios físicos implementado en el ámbito de la Educación Superior Pública, dada la complejidad de la programación de horarios y la asignación de espacios físicos el sistema apoya la toma de decisiones y ofrece diferentes tipos de consultas a los usuarios en cualquier momento y desde cualquier lugar, pero no involucra la definición de procesos, ni el planteamiento de sistemas de gestión digital integrado.

El trabajo de [Martínez, 2013] presenta un sistema web para la administración de espacios físicos de la Facultad de Ciencias Exactas y Naturales y Agrimensura (FaCENA), se caracteriza por una interfaz intuitiva y simple, que permite a los usuarios comprender y acceder a la información con facilidad. Sin embargo, el sistema informático propuesto no es parte de una arquitectura por lo que esta desarticulado de otros sistemas que existen en la IES.

Al mismo tiempo, [Silva, 2013] presentan una propuesta para mejorar la eficiencia en las organizaciones educativas, al incrementar el desempeño de las funciones administrativas a través de un sistema de gestión digital con un enfoque de procesos, que podría beneficiar a 3960 autoridades al interior de una IES.

Por su parte, en la Pontificia Universidad Católica De Valparaíso [DISC, 2013], desarrollan un módulo de gestión de espacios que forma parte del sistema de programación docente, semejante a [Martínez, 2013], sin embargo, no se plantea un sistema de gestión digital que automatice los procesos.

Otro caso es el de la Universidad de Sevilla, en el que desarrollaron una aplicación de gestión de reserva de espacios en tiempo real. Se enfocan en la reservación de las aulas y salas de uso común de la Escuela de Arquitectura y se interconecta con un sistema de gestión de tarjetas de acceso a las aulas, por lo que al realizar la reservación puede pasar a actualizar las vigencias de la tarjeta de acceso a aulas [Universidad de Sevilla, 2016]. A diferencia de las anteriores, contempla la articulación con otro sistema informático, sin embargo, siguen sin proponer la integración de un sistema de gestión digital.

Aunque existe un trabajo donde se plantea el enfoque de procesos y la creación de un sistema de gestión digital no presenta el caso de la gestión de espacios. Mientras que los trabajos asociados a la gestión de espacios físicos en IES no contemplan el enfoque a procesos y se crean de manera aislada o desarticulada, por tanto, el propósito de este trabajo fue diseñar e implementar un sistema de información que gestione los procesos relacionados con la gestión de espacios físicos de manera articulada, en particular para la UOM. El objetivo se enfoca en aplicar la arquitectura institucional para implementar el Sistema de Gestión de Espacios Físicos (SIGEF), realizando:

- El modelo de procesos en notación BPMN (Business Process Modeling Notation) [OMG, 2017].
- La identificación de datos y la creación de la base de datos.
- El desarrollo de la aplicación SIGEF.
- La definición de la infraestructura tecnológica para la implementación del SIGEF.

## 2. Métodos

Para la realización de este proyecto se aplicó la arquitectura institucional, se utilizó la metodología que contempla las siguientes fases:

- Aplicación de la arquitectura institucional
- Desarrollo de Arquitectura de negocio (modelado del proceso)
- Desarrollo de Arquitectura de datos (diseño de la base de datos)
- Desarrollo de Arquitectura de aplicaciones (desarrollo del SIGEF, pruebas y liberación)
- Desarrollo de Arquitectura tecnológica.

### Aplicación de la Arquitectura Institucional

El SIGEF contempla los 4 dominios de la arquitectura institucional:

- *Negocio* (asociada con los procesos clave del caso aplicativo).
- *Datos*, clasificados como maestros (a los que son clave en el proceso de reservación de espacios y constantemente están cambiando, es decir, son transaccionales), sistema (son aquellos de uso interno del sistema), catálogos (almacenan información estática que no cambia constantemente).
- *Aplicaciones*, clasificadas en servicios (ofrecen un servicio al usuario final), gestión de documentos, (manejo interno de archivos), y reportes.
- *Tecnología* (encargada de describir el software y hardware requerido para la implementación del Sistema, ver figura 1 [Silva-López, 2017]).

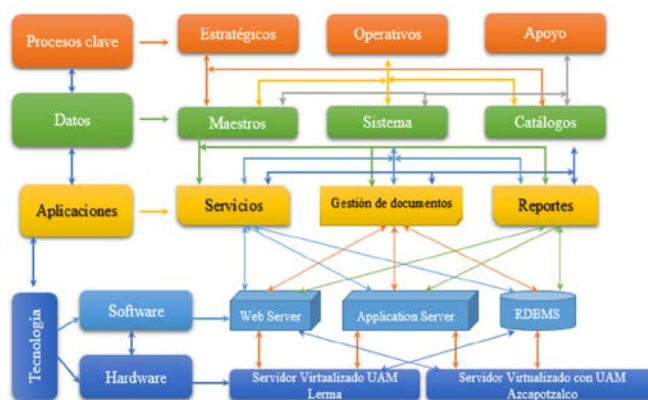


Figura 1 Arquitectura Institucional [Silva-López, 2017].

Para el modelado de procesos se utiliza BPMN (Business Process Modeling Notation) [OMG, 2017], que es una notación gráfica que describe la lógica de los pasos de un proceso de negocio, está diseñada para coordinar la secuencia de los procesos y los mensajes que fluyen entre los participantes de las diferentes actividades.

### Arquitectura de Negocio (proceso clave)

La arquitectura de negocio se enfoca en la identificación de los procesos y procedimientos. Los procesos están constituidos por un conjunto de procedimientos que transforman insumos en productos y servicios que se ofrecen al usuario, indica los actores involucrados y el flujo que deben seguir dentro del proceso. Mientras que un procedimiento está constituido por un conjunto de actividades detalladas que apoyan con el cumplimiento del proceso, es muy común que los procedimientos formen parte del Sistema de Gestión de Calidad, por lo general se redactan con una descripción detallada de todo lo que se debe realizar. En este trabajo nos enfocamos en el proceso de gestión de espacios físicos de la Institución, que está integrado por dos subprocesos: la reservación de espacios; y la creación y aplicación de encuestas.

El proceso de reservación de espacios se muestra en el diagrama de procesos de la figura 2, realizado con la notación BPMN.

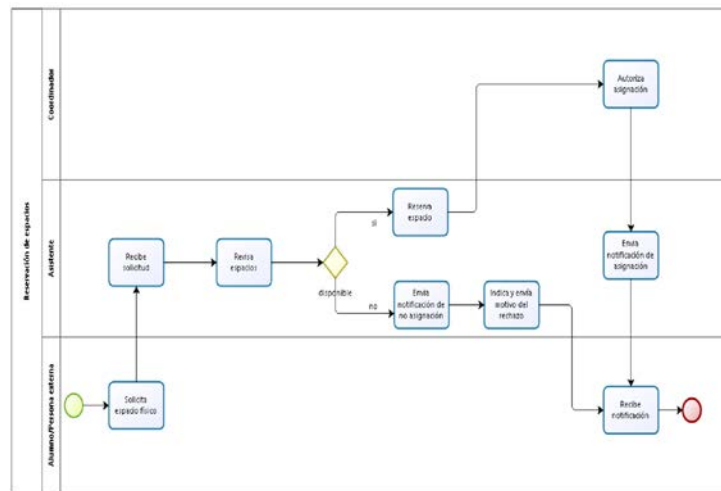


Figura 2 Diagrama del proceso de reservación de espacios.

El coordinador es un actor importante que se encarga de autorizar las reservaciones realizadas en el sistema, su objetivo es valorar las prioridades que se tienen dentro de la institución cuando se presentan empalmes en las reservaciones y por tanto autorizar la solicitud que sea de mayor relevancia. El asistente da seguimiento a la petición de reservación. El alumno y persona externa pueden realizar la reservación del espacio físico.

El proceso de creación y aplicación de encuestas como se observa en la figura 3, realizado con la notación BPMN en la que se incluyen los actores involucrados, se muestra el detalle del flujo de actividades que se deben realizar. Una actividad fundamental es la toma de decisiones al obtener los resultados de las encuestas.

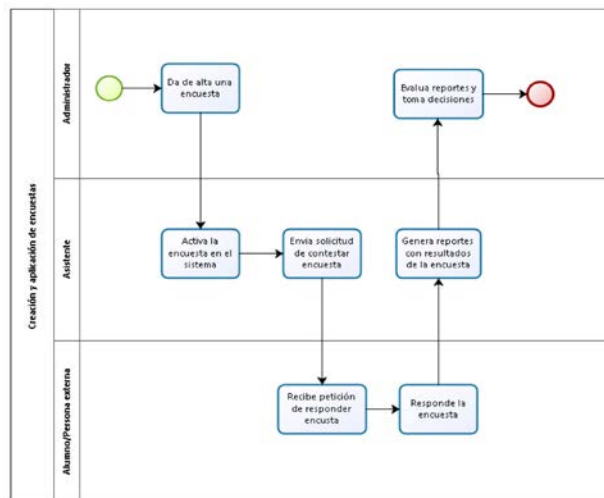


Figura 3 Diagrama del proceso de creación y aplicación de encuestas.

## Arquitectura de Datos

A partir del modelado en BPMN de procesos, se identifican los datos que conforman la arquitectura de datos, que se implementa como un conjunto de entidades relacionadas entre sí. Las entidades se clasifican en datos maestros, datos del sistema y datos de catálogos.

La integración de las entidades, atributos y relaciones se muestran en el diagrama entidad-relación de la figura 4. Se pueden identificar dos conjuntos de tablas, uno referido al proceso de reservación y otro enfocado con la generación de encuestas.



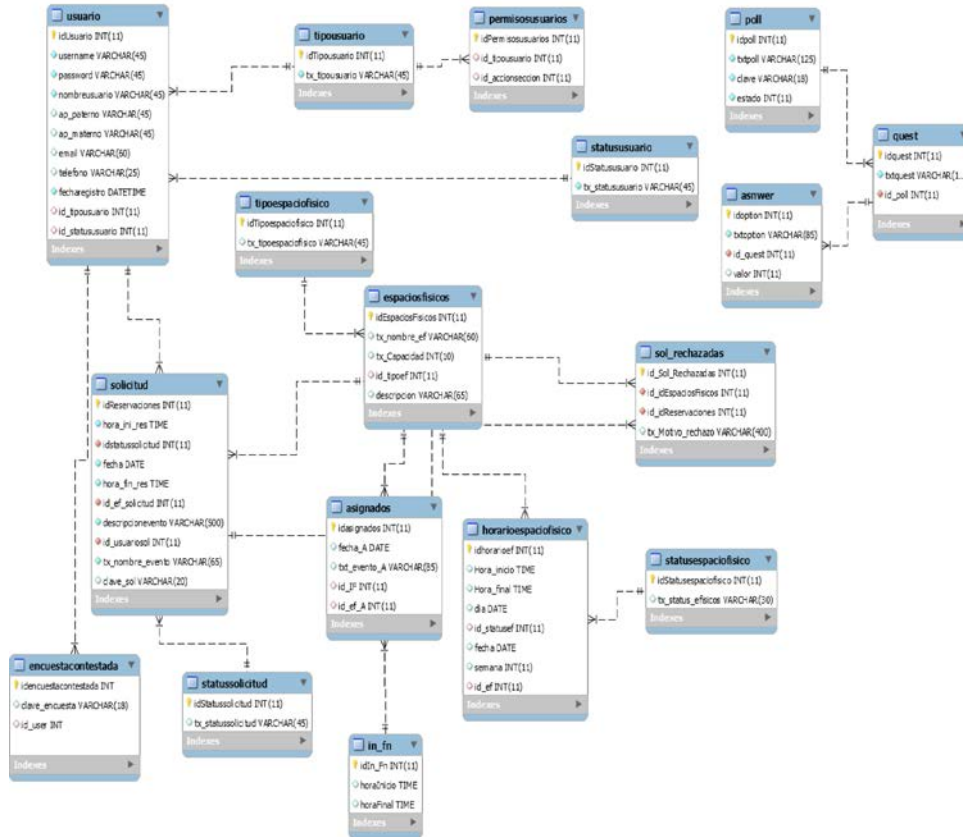


Figura 4 Diagrama entidad relación del sistema de gestión de espacios.

### Arquitectura de Aplicaciones

La arquitectura de aplicaciones se enfoca en los módulos o componentes informáticos que se implementaron para soportar los procedimientos identificados. La aplicación desarrollada integra los módulos que se muestran en la figura 5.



Figura 5 Módulos que integran el SIGEF.

Cada módulo se implementa con el ciclo de vida de desarrollo de software incremental-iterativo ágil.

El módulo de control de acceso tiene como función principal autenticar a los usuarios y determinar el perfil del usuario para personalizar su menú.

Se definieron 4 Perfiles de Usuario:

- Administrador: Este perfil de usuario cuenta con todos los privilegios para administrar el SIGEF.
- Coordinador: Es el encargado de autorizar las reservaciones de espacios.
- Asistente Administrativo: Este perfil de usuario tiene acceso para realizar consultas y generar reportes.
- Alumnos: Cuenta con privilegios para consultar información de espacios disponibles y contestar encuestas.
- Usuario Externo. Este perfil de usuario podrá solicitar reservación de cierto tipo de espacios y consultar sus reservaciones.

El inicio de sesión se realiza a través del módulo de control de acceso, dependiendo del perfil del usuario, se genera su menú de entrada en el que se despliegan las actividades que el usuario puede realizar de acuerdo a su perfil.

En el módulo de administración de espacios físicos, se realiza el alta, baja y cambios a la información asociada con los espacios físicos que la UOM tiene disponibles para ser reservados.

El módulo de reservación de espacios cuenta con una interfaz sencilla y amigable (ver figura 6), desde la cual el usuario puede consultar los espacios físicos de la UOM y realizar la reservación correspondiente. Para realizar las reservaciones es necesario verificar la disponibilidad del espacio físico correspondiente en una fecha y hora específicos, el usuario podrá seleccionar la fecha y horario de su reservación. En cualquier momento, el usuario puede verificar el estado de su reservación (en espera, aceptado y cancelado). El Coordinador validará la disponibilidad para la autorización de la reservación correspondiente.

El módulo de gestión de encuestas permitirá dar de alta, borrar y modificar las encuestas. Las encuestas serán creadas tanto por el administrador como el

asistente y también ambos podrán realizar la activación o desactivación de la encuesta, así como su borrado y edición. Los alumnos y usuarios contestan la encuesta. Cuando una encuesta esta activa estará disponible para que los usuarios puedan contestarla.

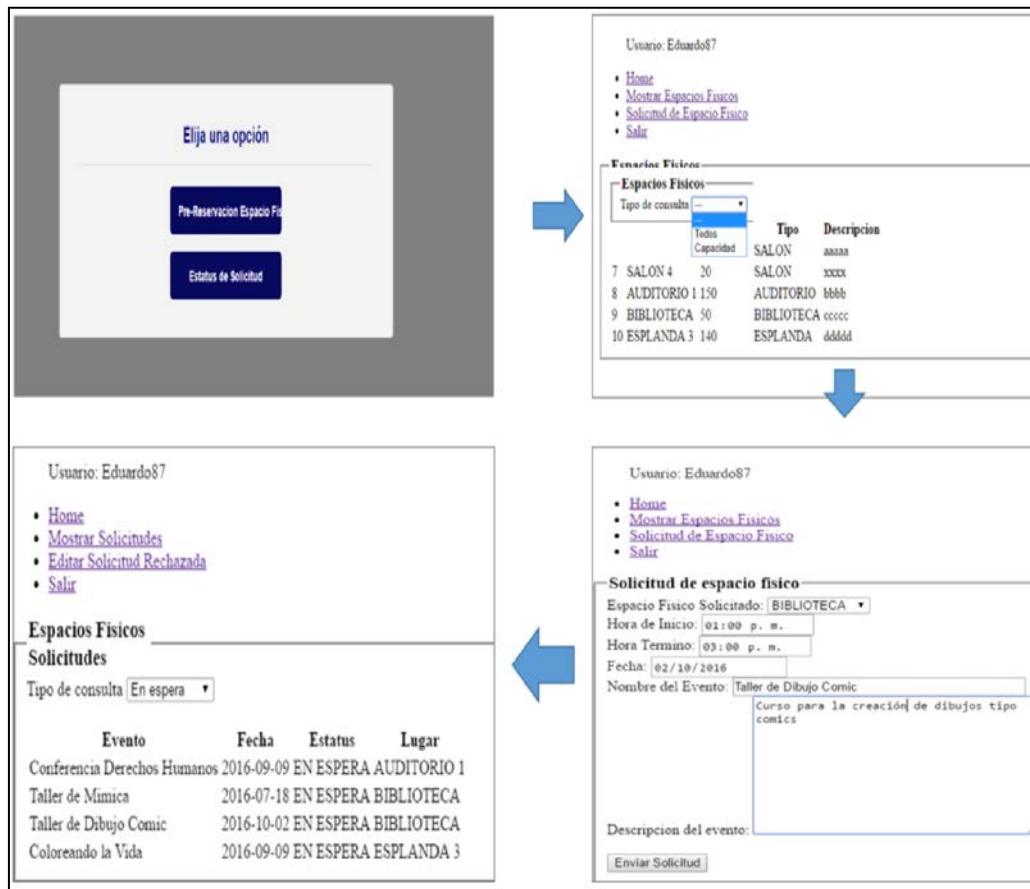


Figura 6 Interfaz gráfica de reservaciones.

Por último, el módulo de reportes trabaja con la información de reservaciones, espacios registrados y resultados de encuestas. Sólo los usuarios con perfil de administrador y asistente pueden accederlo. El SIGEF integra la generación de un reporte general de reservaciones por mes, ver figura 7, en el que se incluye el total de reservaciones realizadas y el total de usuarios solicitantes, día y hora que recibió más solicitudes, espacio físico con mayor demanda de reservaciones, total de reservaciones aceptadas, rechazadas y total de reasignación de rechazadas, entre otros.

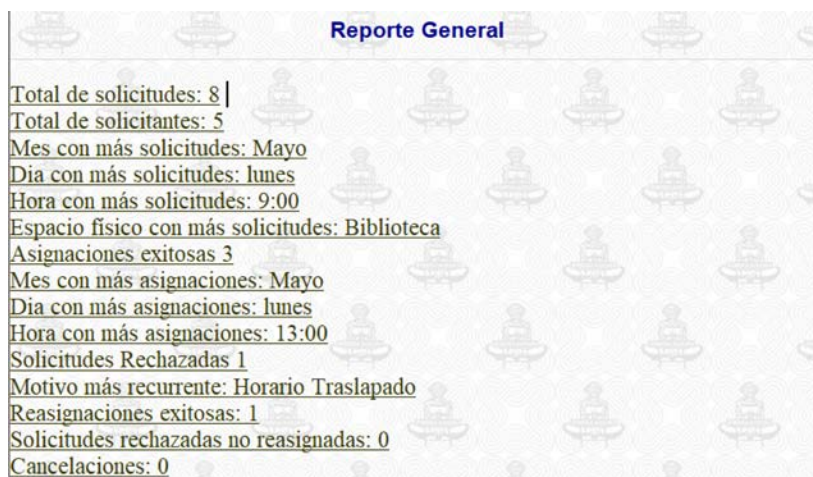


Figura 7 Reporte general por mes.

### Arquitectura Tecnológica

En cuanto a la arquitectura tecnológica se integró tanto el software como el hardware para la implementación del SIGEF. En la tabla 1 se muestran las herramientas de software utilizadas. El hardware utilizado para el desarrollo del sistema fue una PC con un procesador Intel Core i7, con 8 GB en RAM y sistema operativo de 64 bits.

Tabla 1 Herramientas tecnológicas.

Tecnología	Descripción
Bizagi	Modelador de procesos
MySQL	Sistema de gestión de bases de datos
PHP, HTML y JavaScript	Herramientas para el desarrollo de aplicaciones web

### 3. Resultados

La Institución de Educación Superior cuenta con un modelado de procesos y la descripción detallada de los procedimientos para la realización de la gestión de espacios físicos. Siguiendo la metodología de Arquitectura Institucional, se diseñó la base de datos que almacenará los datos de manera centralizada. A partir de esto, se implementó el SIGEF.

Los empalmes que típicamente se presentan en la programación de horarios se notifica de manera automática al enviar la solicitud de reservación de un espacio, en la figura 8 se muestra el algoritmo para la validación de empalmes.

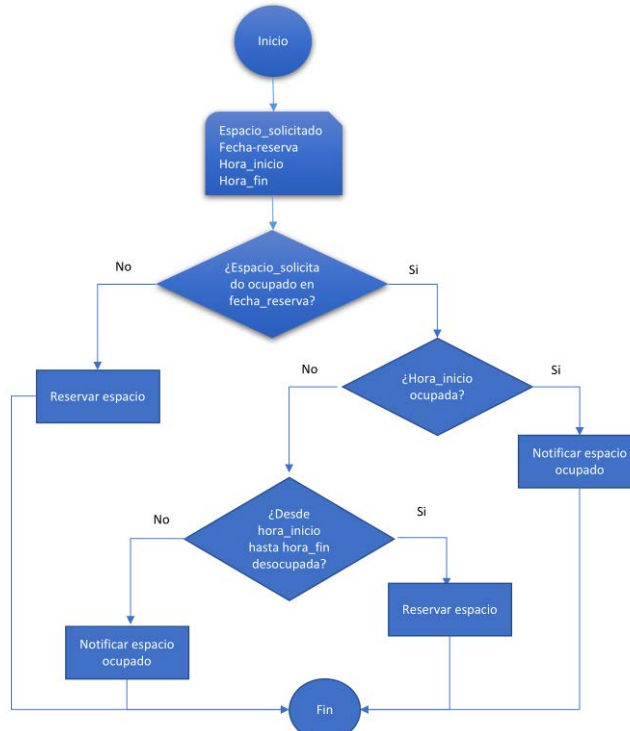


Figura 8 Algoritmo para la validación de empalmes.

El Coordinador es el responsable de valorar las prioridades y realizar la validación de aprobación o cancelación de la reservación correspondiente. Para el caso de cancelación, el Coordinador realiza en lo posible una reasignación de espacio para poder atender a los usuarios. Los espacios comunes como salas audiovisuales, auditorios, talleres y laboratorios especializados se aprovechan de manera eficiente al utilizar el SIGEF. Adicionalmente, el SIGEF permite a la Institución tener una dimensión clara del uso de espacios y las necesidades de nuevos espacios para satisfacer la demanda. El reporte general muestra datos en figura 7 que son de utilidad para la toma de decisiones de los directivos ya que muestra la capacidad de espacios y la demanda de estos.

En las encuestas aplicadas los usuarios referentes a su nivel de satisfacción con el uso del SIGEF se va incrementando en cada semestre (ver figura 9). Aunque por lo general la causa de rechazo es la generación de un empalme que no puede ser reasignado. A la fecha, han disminuido las incidencias de empalmes en sitio. Además, si un usuario sabe con antelación que un espacio ya no está disponible, podrá buscar otras alternativas para resolver el problema de falta de espacios.

Los resultados muestran que es posible aplicar la arquitectura institucional a un caso particular en la UOM, para el proceso de gestión de espacios físicos, además de incluir encuestas para medir la satisfacción del usuario.

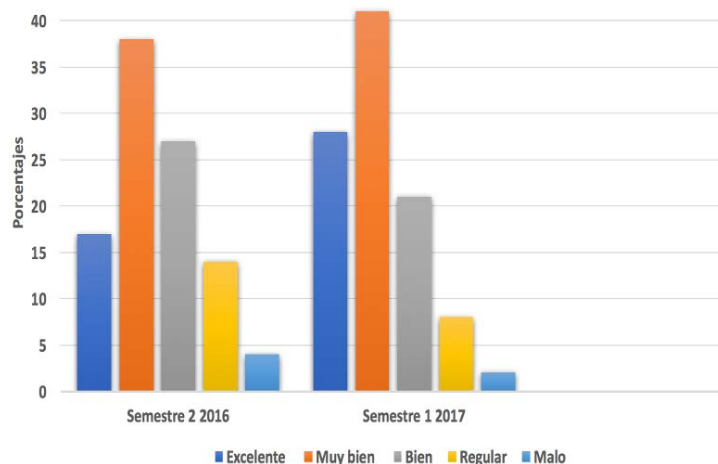


Figura 9 Nivel de satisfacción con el uso del SIGEF.

#### 4. Discusión

El Sistema de Gestión de Espacios Físicos (SIGEF) es un caso que valida la aplicación de la arquitectura institucional en una IES, de manera específica en la UOM. La alineación entre el modelado de procesos con el diseño del dominio de aplicaciones y los datos permite tener un mecanismo de centralización que garantiza la integridad de los datos y un solo punto de acceso a las aplicaciones.

En este caso, se diseñó e implementó la base de datos relacional para almacenar los datos involucrados en el proceso de gestión de espacios físicos, incluyendo encuestas para valorar la satisfacción del usuario en la UOM.

Se observó que la aplicación de la arquitectura institucional y su implementación en el SIGEF disminuye los empalmes, ya que el Coordinador determina la aprobación de reservaciones que presentan horarios y fechas traslapadas.

Los beneficios más importantes del SIGEF son:

- a) Al modelar los procesos, mejora la calidad de los procesos administrativos y de logística que sirven de apoyo para la reservación, asignación y control de espacios físicos dentro de la institución, colaborando en el cumplimiento de metas de la IES.

- b) Se contribuye a tener una institución más organizada, y que brinde mayor confort al ofrecer una mejor distribución de espacios físicos, disminuir en un alto porcentaje los traslapes del uso de espacios.
- c) Facilita la optimización de los espacios físicos de la institución buscando la satisfacción del usuario final.
- d) Contar con una base de datos que centraliza los datos garantizando la integridad de los datos al evitar redundancia.
- e) El SIGEF forma parte de un sistema integral en el que se plantea una terminal de acceso única para acceder a los módulos del sistema de gestión digital; además incluye un módulo para monitorear la satisfacción de los usuarios finales por medio de encuestas para identificar problemas y áreas de oportunidad.

## **5. Conclusiones**

El Sistema de Gestión de Espacios Físicos (SIGEF), es un proceso clave en las Instituciones de Educación Superior Públicas, donde hay una alta demanda de la oferta educativa y por ende de espacios físicos disponibles en la Institución. Contar con un sistema que apoye su gestión es fundamental para mejorar los servicios que se ofrecen a la comunidad universitaria.

La aplicación de la arquitectura institucional basada en los procesos clave de una IES, en particular en la UOM, contribuye en una mejor organización que facilita la optimización de los espacios físicos que están disponibles para la comunidad. Los objetivos establecidos en este trabajo se cumplieron ya que se diseñaron, y modelaron los procesos clave identificados, se implementaron los 6 módulos que constituyen el sistema de gestión de espacios físicos y queda listo para integrarse en el sistema de gestión digital. El modelado de procesos del SIGEF se realizó con Bizagi, el desarrollo de la aplicación se realizó con tecnología PHP, Javascript, CSS, HTML y MySQL.

Se desarrolló un módulo de control de acceso que permite al usuario tener un punto un común de acceso para las aplicaciones del sistema de gestión digital, además valida el perfil del usuario y genera el menú de aplicaciones a las que

tiene privilegios para acceder. La aplicación web desarrollada requiere sólo un navegador para ser ejecutada, no es necesario instalar algún software adicional en los equipos de los usuarios finales.

Al aplicar la arquitectura institucional, se obtienen varios beneficios:

- a) Modelar los procesos es el primer paso para tener un sistema de gestión digital alineado con los objetivos estratégicos de la institución y por tanto, tenga un impacto real que aporte en las metas definidas.
- b) Una vez que se han modelado los procesos, se identifican los datos, lo que permite la creación de la base de datos integral, que centraliza los datos garantizando su integridad.
- c) El siguiente paso es el desarrollo de la aplicación SIGEF a partir del proceso que inicia con la consulta de disponibilidad de espacios, la reservación y asignación, y el uso de estos, así como el mantenimiento y la generación de reportes, se incluyó un módulo para monitorear la satisfacción de los estudiantes por medio de encuestas para identificar problemas y áreas de oportunidad. El SIGEF forma parte de un sistema integral en el que se plantea una terminal de acceso única para acceder los módulos del sistema de gestión digital.
- d) La adquisición de la infraestructura tecnológica que soporte el sistema de gestión digital es global, es decir, permitirá la integración de otros módulos que constituyen el sistema de gestión digital. Esto optimiza los recursos físicos necesarios para soportar no sólo el SIGEF sino el sistema de gestión digital completo.

Al concluir con el proyecto, la IES cuenta con un modelado de procesos y procedimientos para la realización de la gestión de espacios físicos mostrados en las figuras 3 y 4. Adicionalmente cuenta con un diseño de base de datos (ver figura 5) que almacenará los datos de manera centralizada y que permitirá la integración de otros datos que conformen el Sistema de Gestión Digital.

El uso del sistema muestra que los niveles de satisfacción de los usuarios van mejorando en cada periodo como se observa en la figura 8.



Como trabajo futuro se espera integrar módulos que apliquen algoritmos que realicen la distribución de salones de acuerdo a los horarios programados por semestre, para optimizar la disponibilidad de espacios dentro de la UOM.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] BOUJA, Modelo de racionalización y gestión de espacios de la Universidad de Jaén, 2005: [http://www10.ujaen.es/sites/default/files/users/secgen/normativas/volumen1/otras\\_disposiciones/H3.pdf](http://www10.ujaen.es/sites/default/files/users/secgen/normativas/volumen1/otras_disposiciones/H3.pdf).
- [2] DSIC, Dirección de Servicios de Informática y Comunicaciones. Manual de usuarios Sistema Programación de Docencia, MODULO DE GESTION DE ESPACIOS. Valparaíso, Chile, 2013, Acceso desde: [http://dsic.pucv.cl/wp-content/uploads/2013/01/INF%20V2.3%20MANUAL%20DE%20USUARIOS%2020110601%20\(Oficial%20-%20Mod%20Gest%20Espacios\).pdf](http://dsic.pucv.cl/wp-content/uploads/2013/01/INF%20V2.3%20MANUAL%20DE%20USUARIOS%2020110601%20(Oficial%20-%20Mod%20Gest%20Espacios).pdf)
- [3] ETSAE, Escuela Técnica Superior de Arquitectura y Edificación. Cartagena. Gestión de Espacios ETSAE. Colombia, 2017: <http://www.etsae.upct.es/reservas/>.
- [4] ETSIT, Escuela Técnica Superior de Ingeniería en Telecomunicaciones. Universidad Politécnica de Madrid. Normatividad de asignación y gestión de espacios. España, 2017: [https://www.etsit.upm.es/fileadmin/documentos/investigacion/normativaesptemporales\\_mod.pdf](https://www.etsit.upm.es/fileadmin/documentos/investigacion/normativaesptemporales_mod.pdf)
- [5] Martínez, S. Alfonso, P. Mariño, S. Diseño de un prototipo de sistema informático para la gestión de espacios físicos en ámbitos de la Educación Superior Pública. 10° Simposio sobre la Sociedad de la Información, 41JAIIO - SSI 2012. pp. 45-57, 2012.
- [6] Martínez, S. Alfonso, P. Mariño, S. I. Godoy, M. V. Sistema informático para la gestión de espacios físicos. Una aproximación para la FaCENA (UNNE). *Revista Internacional de Tecnología, Conocimiento y Sociedad*, vol. 2 no. 2, pp. 89-103, 2013.
- [7] Silva, Rafaela, Cruz, Elena, Méndez, Iris, Hernández, José Ángel, Sistema de Gestión Digital para mejorar los procesos administrativos de Instituciones de Educación Superior: Caso de estudio en la Universidad

- Autónoma Metropolitana Perspectiva Educativa, Formación de Profesores, vol. 52, 2013: <http://www.redalyc.org/articulo.oa?id=333328170006>> ISSN 0716-0488.
- [8] OMG, BPMN (Business Process Modeling Notation) de Object Management Group, 2017: <http://www.bpmn.org/>.
- [9] Silva-López, R.B, Cruz Miguel, E., Hernández Rodríguez, J., Fallad Chávez, J., Hanel Del Valle, J. 2017. Architecture Framework of Key Processes of a Higher Education Institution, INTED2017 Proceedings. pp. 9696-9704, 2017.
- [10] Universidad de Alcalá. Sistema de gestión de Espacios, España, 2016: <http://www.otec.uah.es/espacios/validacion.asp>.
- [11] Universidad de Alicante, Reserva de Espacios de Gestión Centralizada. España, 2017: <https://sga.ua.es/es/gestion-espacios/reserva-de-espacios-de-gestion-centralizada/reserva-de-espacios-de-gestion-centralizada.html>.
- [12] Universidad de Córdoba, España, Sistema de Gestión de Espacios para la Docencia. España, 2017: <http://www.uco.es/servicios/comunicacion/actualidad/item/107819-el-sistema-de-gesti%C3%B3n-de-espacios-para-la-docencia-pone-en-marcha-una-agenda-acad%C3%A9mica-personalizada>.
- [13] Universidad de Granada, Sistema Unificado de Consulta y Reserva de Espacios (SUCRE). España, 2017, Acceso desde: <http://sucre.ugr.es/>
- [14] Universidad de Málaga, Gestión de Espacios Académicos. España, 2017: [http://www.uma.es/secretariageneral/newsecgen/index.php?option=com\\_content&view=article&id=361&catid=80&Itemid=217](http://www.uma.es/secretariageneral/newsecgen/index.php?option=com_content&view=article&id=361&catid=80&Itemid=217).
- [15] Universidad de Murcia, Reserva de espacios. España, 2017: <http://www.um.es/web/unidad-tecnica/contenido/reserva-espacios>.
- [16] Universidad de Palermo, Reserva de Espacios. Palermo Digital. España, 2017: <http://www.palermo.edu/dyc/palermo-digital/instructivo.html>.
- [17] Universidad Pablo de Olavide Sevilla, Gestión de Espacios Comunes. España, 2017: <https://www.upo.es/campus/gestion-de-espacios/>.
- [18] Universidad de Salamanca, Gestión de Espacios. México, 2017: <http://www.stig.usal.es/webgestionespacios/>.

- [19] Universidad de Sevilla, 2016: <http://etsa.us.es/secretaria/etsa-virtual/sistema-de-gestion-de-espacios/>.
- [20] Universitas XXI – Académico. Guía de espacios, oficina de Cooperación Universitaria. 2007: <http://www.us.es/downloads/acerca/gestion/Gestion-de-espacios.pdf>.
- [21] UOM. Universidad Obrera de México. 2017: <http://universidadesde-mexico.mx/universidades/universidad-obrera-de-mexico>.

# **ANÁLISIS DE UN SISTEMA DE ENFRIAMIENTO DEL CPU DE UNA COMPUTADORA EMBEBIDA POR MEDIO DE UNA CELDA PELTIER**

***Víctor Daniel Tejeda Mejía***

Instituto Politécnico Nacional, SEPI ESIME Culhuacán

*vdaniel1925@gmail.com*

***Miguel Ángel Olivares Robles***

Instituto Politécnico Nacional, SEPI ESIME Culhuacán

*molivares@ipn.mx*

***Pedro Guevara López***

Instituto Politécnico Nacional, SEPI ESIME Culhuacán

*pguevara@real-time.com.mx*

## **Resumen**

En este trabajo se estudia una propuesta experimental para enfriar el CPU de una computadora embebida utilizando un sistema de enfriamiento Peltier, se incluye el modelo matemático para determinar la temperatura del CPU. Se tomaron periódicamente valores de la temperatura del CPU para diferentes porcentajes de carga computacional. Esta carga se midió a través de los tiempos de ejecución de algoritmos que ejecutaba una división varios millones de veces. El banco de prueba consistió de una computadora embebida “*Raspberry Pi 3®*” con el sistema operativo de tiempo real RT-Linux, un disipador de calor y un módulo Peltier. En este caso, el tiempo de ejecución de un proceso es el factor más importante a tener en consideración, ya que si este sobrepasa un plazo máximo establecido, el sistema en tiempo real habrá fallado.

Se comparan las temperaturas del CPU con, y sin enfriamiento cuando se ejecuta un algoritmo que varía la carga del CPU. Con el sistema de enfriamiento Peltier activo fue posible disminuir la temperatura del CPU alcanzando una diferencia de

temperaturas promedio de 30 °C. También se compararon las lecturas de temperatura reportadas por el sistema operativo, con respecto a la temperatura reportada por un sensor Im35 calibrado y se encontró una diferencia entre ambas lecturas de aproximadamente 10 °C.

**Palabras Claves:** Celda Peltier, computadora embebida, uso de CPU, temperatura, tiempos de ejecución.

## **Abstract**

*In this paper we study an experimental proposal to cool the CPU of a computer using a cooling system. The film includes the mathematical model for determining the temperature of the CPU. The values of the temperature of the CPU were taken periodically for the different percentages of computational load. This load was measured through the execution times of algorithms that throw a division several million times. The test bench consisted of a Pi Sink computer 3 with the RT-Linux real-time system, a heat dispenser and a Peltier module. In this case, the execution time of a process is the most important factor to take into account, since it exceeds a maximum period established, the system in real time will have failed. It compares CPU temperatures with, and without cooling when running an algorithm that varies CPU load. With the cooling system. The operation of the CPU temperature energy reached the temperature difference of 30 °C. It was also compared the temperature tests reported by the operating system, with respect to the temperature reported by a calibrated Im35 sensor And A difference between two readings of about 10 °C was found.*

**Keywords:** CPU usage, embedded computer, execution times, Peltier cell, temperature.

## **1. Introducción**

En los últimos años se han desarrollado dispositivos electrónicos que utilizan computadoras embebidas o empotradas tales como televisores, celulares o consolas de video juegos. Un sistema empotrado se define como una combinación de circuitos de computadoras y software que se integran en un producto con unes

tales como el control, vigilancia y la comunicación sin intervención humana [Linux, 2015]. Un sistema embebido o empotrado es un término asociado a los circuitos electrónicos que contienen diferentes componentes o sub circuitos encapsulados en un solo dispositivo [Cano, 2015]. Así, estas computadoras que pueden ser del tamaño de una tarjeta de crédito han sido utilizadas en sistemas críticos o en sistemas en tiempo real para proyectos escolares y de investigación, debido a su precio accesible y a la gran versatilidad en las aplicaciones de las mismas.

Los sistemas en tiempo real son comúnmente confundidos como sistemas rápidos o instantáneos, esto es erróneo, un sistema en tiempo real debe entregar respuestas correctas en plazos temporales impuestos por el mundo real [Medel, 2007]. Por esto, para cumplir con dichos plazos, que dependiendo el sistema pueden llegar a ser del orden de 1 ms, se ocupan técnicas como overclocking. Esta técnica consiste básicamente en aumentar la frecuencia de operación el procesador para disminuir los tiempos de ejecución. Sin embargo, la técnica de overclocking aumenta el consumo de energía de la computadora y por lo tanto aumenta la temperatura del procesador alcanzando límites peligrosos cercanos a los 80 °C, ocasionando inestabilidad computacional y daño permanente en el equipo. Por lo tanto, es necesario e incluso indispensable el uso de un sistema de enfriamiento para el CPU.

En [Rohou, 2015], se propone un método para enfriar el procesador de una estación de trabajo que ejecuta varios procesos a la vez, el algoritmo que implementaron consiste básicamente en periódicamente identificar el “*hot Process*” es decir, que proceso o tarea está consumiendo la mayor cantidad de recursos del procesador y provocan que el porcentaje de uso de CPU y la temperatura del procesador aumenten. Una vez que se han identificado estos procesos, el algoritmo automáticamente disminuye los recursos que el procesador les está otorgando, esto con la finalidad de disminuir el porcentaje de carga del CPU y a su vez evitar que sobrepase una temperatura de referencia propuesta por el programador.

Si bien, el algoritmo implementado logro que el procesador no sobrepasara la temperatura de referencia, y con la gran ventaja de no utilizar ningún sistema de

enfriamiento externo, este algoritmo sería imposible de implementar en aplicaciones en tiempo real, ya que como se comentó anteriormente, en un sistema en tiempo real el proceso tiene la máxima prioridad y disminuir los recursos del procesador implicaría un aumento en sus tiempos de ejecución, por lo cual el STR habrá fallado.

En este trabajo se propone un sistema de enfriamiento Peltier y se supervisa la temperatura del CPU a diferente carga computacional. El porcentaje del uso de CPU se calcula mediante los tiempos de ejecución programando un algoritmo en la computadora y midiendo el tiempo que toma al procesador ejecutar dicho algoritmo.

En la figura 1,  $l_{i,k}$  representa el tiempo de arribo, es decir el tiempo en que el proceso solicita recursos al procesador,  $S_{i,k}$  representa el tiempo en el que el procesador comienza a atender tal proceso (idealmente se considera que  $S_{i,k} = l_{i,k}$ ),  $f_{i,k}$  representa el tiempo en que el procesador termina de ejecutar el proceso [Medel, 2007].

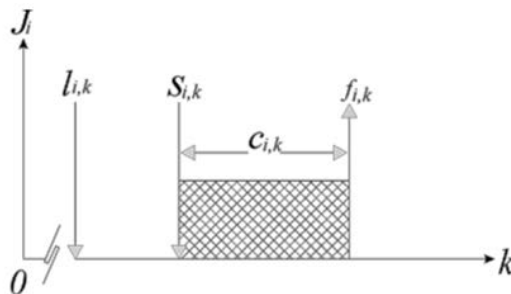


Figura 1 Representación de tiempos de arribo, inicio, ejecución y finalizado del algoritmo.

Por lo tanto,  $C_{i,k} = f_{i,k} - S_{i,k}$ , donde  $C_{i,k}$  es el tiempo en que el procesador tarda en ejecutar la tarea. En este trabajo:

- Se establece un plazo máximo de 1000 ms, es decir, el procesador tiene máximo un segundo para ejecutar la tarea, por lo que el porcentaje de uso de CPU está dado por ecuación 1.

$$U_{cpu} = \frac{C_k}{l_{k+1}} \times 100 (\%) \quad (1)$$

- Se propone un algoritmo que cambie el uso de CPU desde un 100% hasta aproximadamente un 4% por medio de una división entre números que se

realiza varios millones de veces, (c) la supervisión de la temperatura interna del CPU, (d) la reconstrucción de la temperatura interna del procesador de una computadora embebida, que consiste en obtener la función que describa el comportamiento de su temperatura interna de acuerdo al porcentaje de carga del CPU y finalmente, (e) se propone un modelo termodinámico que incluye el calor absorbido por la celda Peltier.

Recientemente, se han comparado diferentes sistemas de enfriamiento del CPU [Morelos, 2015], para la misma computadora embebida considerada en este trabajo, tales como disipador de aluminio con ventilador, disipador de cobre con ventilador etc. En el presente trabajo se muestra que hay algunos errores en la referencia [Morelos, 2015]. Los resultados correctos se proporcionan para tener un mejor entendimiento del desempeño de sistemas de enfriamiento termoeléctricos reales. Finalmente, los resultados experimentales de este trabajo muestran que la temperatura del CPU, que depende proporcionalmente del uso del mismo, disminuye aproximadamente 30 °C con el sistema de enfriamiento Peltier propuesto.

## **2. Métodos**

### **Sensado de la Temperatura Interna del Procesador**

La computadora embebida que se utilizó es una *Raspberry Pi*®, que funciona bajo el sistema operativo Raspbian Jessie®. Este sistema operativo a través de la función `System ()` y la instrucción `vcgencmd measure_temp` permite obtener la temperatura interna del CPU. Se realizó un código en lenguaje C con esta instrucción y por medio de un temporizador en tiempo real se obtuvo el valor de temperatura para cada instancia, que se almacena en un archivo de texto para graficar posteriormente.

### **Algoritmo para Variar el Porcentaje de Uso de CPU**

Para generar carga en el CPU, el tiempo total del experimento se dividió en 4 partes y se elaboró un programa en lenguaje C. Para el primer intervalo de tiempo,



el CPU se programó para realizar una división 13 millones de veces, para el segundo intervalo se programó para resolverla 6 millones de veces, en el tercer intervalo 3 millones y por último para el cuarto intervalo 1 millón de veces. En cada caso, y empleando la función `clock_gettime(CLOCK_REALTIME)`, se midieron los tiempos de inicio y tiempo de finalizado para calcular el tiempo de ejecución. Los datos se almacenaron en un archivo de texto para su futura representación en gráficas.

### Modelo Termodinámico

El sistema de enfriamiento utilizó la celda TEC1-12706 con las especificaciones proporcionadas por el fabricante, ver figura 2.

Performance Specifications

Hot Side Temperature (°C)	25° C	50° C
Qmax (Watts)	50	57
Delta Tmax (°C)	66	75
I <sub>max</sub> (Amps)	6.4	6.4
V <sub>max</sub> (Volts)	14.4	16.4
Module Resistance (Ohms)	1.98	2.30



Figura 2 Especificaciones otorgadas por el fabricante.

La ecuación 2 describe el comportamiento del calor generado por la cara caliente del módulo y que debe ser disipado.

$$\dot{Q}_c = \alpha T_c I \quad (2)$$

Donde,  $\alpha$  es el coeficiente Seebeck del material termoeléctrico utilizado en el módulo Peltier,  $T_c$ , es la temperatura de la cara caliente del módulo e  $I$  es la corriente eléctrica que fluye por el modulo.

Así mismo, el calor absorbido por la cara fría,  $\dot{Q}_{absF}$ , del módulo Peltier está dado por la ecuación 3.

$$\dot{Q}_{absF} = \alpha T_f I \quad (3)$$

Donde  $\alpha$  es el coeficiente Seebeck del material termoeléctrico utilizado en el módulo Peltier,  $T_f$ , es la temperatura de la cara fría del módulo e  $I$  es la corriente eléctrica que fluye por el módulo.

En el módulo Peltier, como cualquier otro dispositivo electrónico, tiene pérdidas por efecto Joule. El calor de Joule,  $\dot{Q}_J$ , generado está dado por la ecuación 4.

$$\dot{Q}_J = I^2 R \quad (4)$$

Donde  $R$  es la resistencia eléctrica del módulo proporcionada por el fabricante e  $I$  es la corriente que circula por módulo.

El módulo absorbe calor por la cara fría y lo disipa por la cara caliente, por lo que se produce una diferencia de temperaturas,  $\Delta T = T_c - T_f$ , entre ambas caras. Al existir  $\Delta T$  naturalmente se produce un flujo de calor por conducción entre las caras determinado por la ley de Fourier. En este trabajo se expresa el calor conducido entre las caras por medio de resistencias térmicas como se muestra en la ecuación 5.

$$\dot{Q}_{cond} = \frac{T_c - T_f}{R_{pelt}} \quad (5)$$

Como es usual, se supone que el calor de joule se divide en partes iguales entre ambas caras. Así, el calor rechazado por la cara caliente del módulo,  $\dot{Q}_C$ , está dado por la ecuación 6.

$$\dot{Q}_C = \alpha T_c I + \frac{1}{2} i^2 R - \frac{T_c - T_f}{R_{pelt}} \quad (6)$$

Mientras que el calor absorbido por el módulo en su cara fría,  $\dot{Q}_{absF}$ , está definido por la ecuación 7.

$$\dot{Q}_{absF} = \alpha T_f I - \frac{1}{2} i^2 R - \frac{T_c - T_f}{R_{pelt}} \quad (7)$$

Usando la primera ley de la termodinámica, se puede expresar que la diferencia del calor rechazado y absorbido es igual a la potencia eléctrica que se suministra al módulo Peltier,  $P_e$ , y se expresa en la ecuación 8 y 9.

$$P_e = \dot{Q}_C - \dot{Q}_{absF} \quad (8)$$

$$P_e = \left( \alpha T_c I + \frac{1}{2} i^2 R - \frac{T_c - T_f}{R_{pelt}} \right) - \left( \alpha T_f I - \frac{1}{2} i^2 R - \frac{T_c - T_f}{R_{pelt}} \right) \quad (9)$$

La ecuación anterior se reduce a ecuación 10.

$$P_e = \alpha i \Delta T + i^2 R \quad (10)$$

Suponiendo que el calor absorbido por la cara fría del módulo Peltier es igual al calor conducido por el disipador de cobre se tiene la ecuación 11.

$$\dot{Q}_{absF} = \dot{Q}_{condCu}$$

$$\alpha T_f I - \frac{1}{2} i^2 R - \frac{T_c - T_f}{R_{Pelt}} = \frac{T_{CPU} - T_f}{R_{Cu}} \quad (11)$$

Entonces,

$$T_{CPU} = \left( \alpha T_f I - \frac{1}{2} i^2 R - \frac{T_c - T_f}{R_{Pelt}} \right) * R_{Cu} + T_f \quad (12)$$

Donde

$T_{CPU}$  Temperatura de superficie del CPU.

$R_{Cu}$  Resistencia térmica del cobre.

### Banco de Pruebas y Experimentación

El tiempo total del experimento fue de aproximadamente 13 horas, y se obtuvo un valor para la temperatura por cada segundo, tomando un total de 50,000 muestras. En la figura 3 se muestra un esquema del banco de pruebas que consta de: un disipador de calor formado por 25 láminas de aluminio y un ventilador de 50mm. El disipador hace contacto con la cara caliente del módulo Peltier con el propósito de disipar el calor generado. Por otro lado, en el CPU se colocó un bloque de cobre de 15mmX15mmX10mm con el fin de conducir el calor que absorbe la celda Peltier. Consistente con la hipótesis para obtener la ecuación (12), el bloque de cobre es aislado con algodón con el propósito de evitar fuga de calor y evitar la condensación de vapor que se produce en la celda.

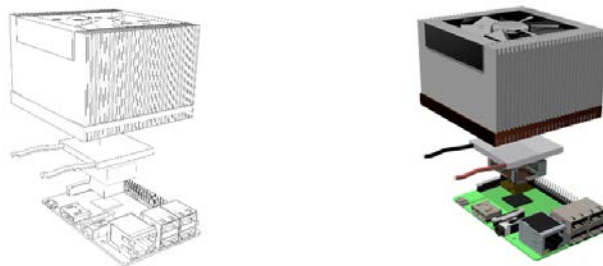


Figura 3 Esquema del banco de pruebas construido.

### 3. Resultados

La figura 4 muestra el comportamiento de la temperatura en términos de los tiempos de ejecución y claramente se observa que el uso del CPU directamente proporcional a la temperatura interna del mismo.

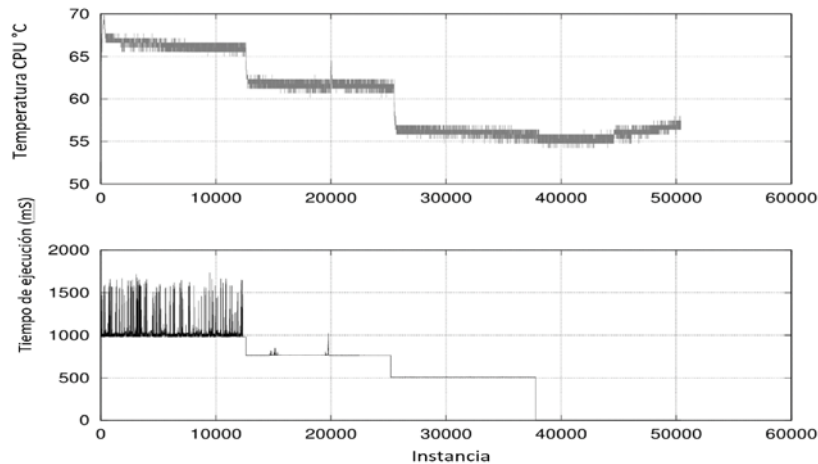


Figura 4 Gráfica de temperatura y tiempos de ejecución.

Considerando este último hecho, se propuso reconstruir la temperatura interna del utilizando la ecuación  $y = ax + b$  donde  $a$  es un factor de escala. Por lo tanto reescribiendo la ecuación de la recta se obtiene ecuación 13.

$$T_{CPU} = a * U_{cpu} + b \quad (13)$$

Donde  $a$  es un factor de escala dependiente del  $U_{cpu}$ ,  $U_{cpu}$  es el porcentaje de carga del CPU y  $b$  es un valor constante descritos posteriormente en la ecuación 15.

Con los datos adquiridos se obtiene la figura 5. Esta última figura muestra que  $a$  no es exactamente un factor de escala proporcional. Por lo que se determinó cómo es que el factor de escala variaba con respecto al uso del CPU.

Por medio de un ajuste polinomial de los datos y empleando el software Excel, se determinó la función que describe al factor de escala  $a$ , que está dado por el polinomio en  $U_{cpu}$  de 3 orden, ecuaciones 14 y 15.

$$a = -7 \times 10^{-6} U_{cpu}^3 + 0.0017 U_{cpu}^2 - 0.1419 U_{cpu} + 4.82 \quad (14)$$

$$T_{cpu} = aU_{cpu} + b \quad b = \begin{cases} 55 & \text{si } U_{cpu} \geq 20 \\ 0 & \text{si } U_{cpu} \leq 20 \end{cases} \quad (15)$$

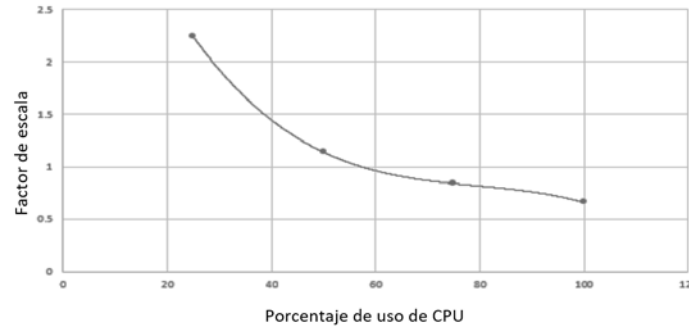


Figura 5 Gráfica del factor de escala con respecto al uso de CPU.

Posteriormente se ejecutó el mismo algoritmo que genera la carga computacional pero ahora utilizando el sistema de refrigeración Peltier con el fin de enfriar al CPU. Cabe destacar que el sistema de enfriamiento empezó a operar aproximadamente 10 minutos después de haber iniciado el algoritmo que genera carga computacional. La figura 6 muestra el comportamiento de la temperatura del CPU con y sin sistema de enfriamiento. Nótese se obtiene una diferencia de temperatura de aproximadamente 30 °C cuando el sistema de enfriamiento esta encendido.

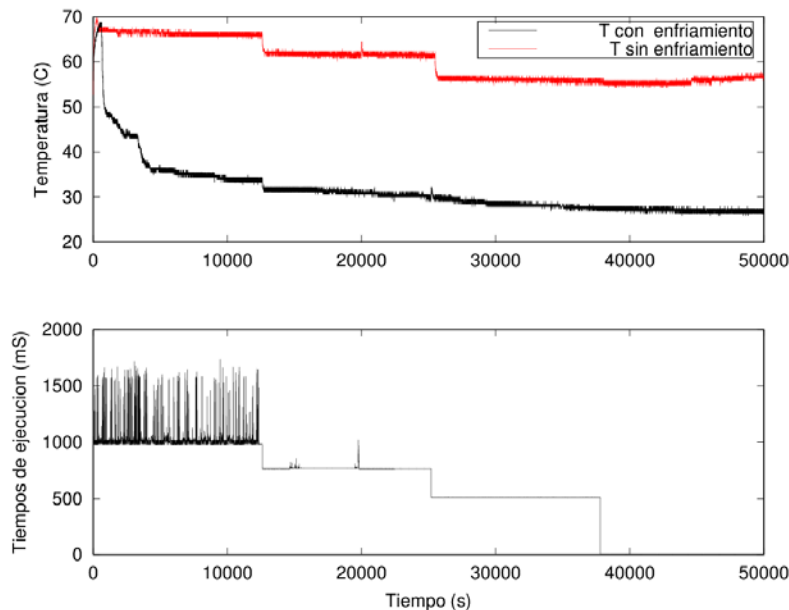


Figura 6 Gráfica de temperatura y tiempos de ejecución.

La figura 7, muestra la temperatura del CPU usando un sensor analógico Im35, y se compara con los datos reportados por el sistema operativo mediante la instrucción `vcgencmd measure_temp`. En esta última figura, la línea verde representa la temperatura de CPU sin sistema de enfriamiento, mientras que la línea negra es la temperatura reportada por la función `vcgencmd measure_temp`, y la línea roja representa a la temperatura reportada por el sensor. Estas últimas dos líneas deberían ser muy aproximadas, ya que representan la temperatura de CPU y la temperatura determinada experimentalmente. Los resultados muestran una diferencia cercana a los 10 °C. Por lo que las lecturas reportadas por el sistema operativo deben ser ajustadas con una diferencia de 10 °C.

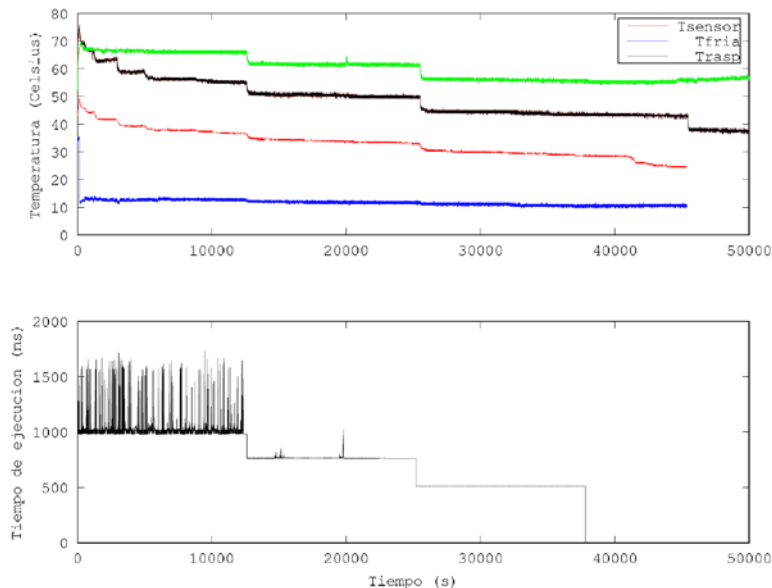


Figura 7 Gráfica de Temperatura de CPU.

#### 4. Discusión

En este trabajo se mencionó el concepto de sistemas en tiempo real, debido a que esta computadora embebida se utiliza para procesar datos que tenga que ver con algún sistema en tiempo real en nuestro laboratorio de sistemas en tiempo real. Por lo que es necesario el análisis térmico del sistema para controlar la temperatura del CPU, y evitando valores límites de la misma que pongan en riesgo la fiabilidad del sistema.

En la referencia [Morelos, 2015], se concluye que el sistema de enfriamiento Peltier no solo no enfriaba el CPU sino que incluso elevaba la temperatura del mismo. Esto es seguramente debido a que la implementación del mismo no fue la correcta, ya que no disipo de ninguna manera el calor generado por la celda Peltier.

## 5. Conclusiones

La conclusión más importante es que este trabajo demuestra que si es posible enfriarla computadora utilizando un módulo Peltier.

Los resultados obtenidos en este trabajo se han discutido con otros trabajos realizados anteriormente. Si bien es cierto que el módulo Peltier demanda más energía eléctrica que la misma computadora, se concluye que, en términos de disminución de temperatura, un módulo Peltier puede disminuir hasta en 30 °C la temperatura del procesador.

Se encontró que la temperatura reportada por el sistema operativo de la computadora mediante la instrucción `vcgencmd measure_temp` tiene una diferencia promedio de 10 °C con respecto a la temperatura reportada por un sensor calibrado como lo es el lm35, por lo cual, no es recomendable el uso de esta instrucción para medir la temperatura de procesador en un sistema en tiempo real, ya que no reporta datos confiables.

También, se concluye que el uso del CPU es directamente proporcional a la temperatura de este, y se determinó la función donde el factor de escala propuesto es válido en un intervalo de uso del CPU que va desde 0% hasta 100%.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Morelos, J, Autosensado en tiempo real de las variables eléctricas, temperaturas del SoC y tiempos de ejecución de una computadora embebida sometida a diferentes sistemas de enfriamiento. Tesis de maestría. Instituto Politécnico Nacional, SEPI-ESIME, Culhuacán, 2015.
- [2] Cano, J. L., Delgado, G., & Guevara, P., Simulación Estructurada del Filtro de Kalman para Identificación de Estados en un Motor de CC sobre una

- Computadora Embebida. *Revista en Ingeniería y Tecnología*, UAZ, 8(2), 2015: <http://nautilus.uaz.edu.mx/difu100cia/index.php/prueba/article/view/8>.
- [3] Erven Rohou, Michael D. Smith, *Dynamically Managing Processor Temperature and Power*. Harvard University, 2015.
- [4] Embedded system definition by The Linux Information Project (LINFO) (s/f): [http://www.linfo.org/embedded\\_system.html](http://www.linfo.org/embedded_system.html), 2015.
- [5] Medel, J. de J., Guevara, P., & Cruz, D., *Temas Selectos de Sistemas en Tiempo Real (Primera edición)*. México: Instituto Politécnico Nacional, 2007.



# **SIMULACIÓN “HARDWARE IN THE LOOP” DE UN INVERSOR TRIFÁSICO CONECTADO A LA RED ELÉCTRICA**

***Manuel Tlapa Juárez***

UPAEP

*manuel.tlapa@upaep.mx*

***Edgar Peralta Sánchez***

UPAEP

*edgar.peralta@upaep.mx*

***Juan Marcos Ruiz Dávila***

Coordinación de Desarrollo Tecnológico de la Gerencia de Ingeniería y  
Nuevos Proyectos del Sistema de Transporte Colectivo

*jmr1020@hotmail.com*

***Sergio Alejandro Cardena Moreno***

UPAEP

*sergioalejandro.cardena@upaep.edu.mx*

***Félix Quirino Morales***

UPAEP

*felix.quirino@upaep.mx*

## **Resumen**

En este artículo se presenta la simulación “Hardware In the Loop” de un inversor trifásico conectado a la red eléctrica. El inversor permite la inyección controlada de flujo de potencia activa o reactiva a la red eléctrica, el inversor se alimenta con una fuente que simula el voltaje de salida de un sistema de generación de energía renovable. Se propone el uso de la técnica de control por corriente para el inversor y para la etapa de sincronización a la red eléctrica se utiliza la técnica de marco de referencia síncrono SRF-PLL, posteriormente se

analiza el comportamiento del inversor ante perturbaciones generadas en la red eléctrica. La propuesta de este trabajo aprovecha la simulación en tiempo real de sistemas de potencia para validar de manera más confiable la eficiencia de una de las técnicas de control y sincronización aplicadas a inversores conectados a la red eléctrica.

**Palabras Claves:** Hardware in the Loop, inversor sincronizado a la red, PLL.

## **Abstract**

*This paper addresses a grid-tied power inverter simulation based on a Hardware in the Loop system. A voltage source inverter is simulated. Current control strategy is used to control the inverter. Synchronization to the grid is accomplished by means of a synchronous reference frame PLL. Afterwards the behavior of the inverter is analyzed with disturbances generated in the grid. The present work takes advantage of the real-time simulation of power systems to validate in the most reliable way the effectiveness of one of the control and synchronization techniques applied to inverters connected to electrical grid.*

**Keywords:** Hardware in the loop, PLL, synchronized power-inverter.

## **1. Introducción**

El presente trabajo se realizó dentro del proyecto Red de Inversores de Potencia para la Recuperación de Energía en el Metro de la Ciudad de México, y es financiado por la Secretaría de Ciencia Tecnología e Innovación de la Ciudad de México.

La simulación “Hardware in the loop” (HIL) se ha utilizado como un método eficaz para la creación de prototipos, pruebas e integración de varios sistemas eléctricos, las condiciones de funcionamiento de los sistemas sometidos a prueba en simulación HIL pueden reflejarse con exactitud a diferencia de simulaciones por software. La simulación HIL está siendo ampliamente considerada para diversas aplicaciones en sistemas de energía renovable [Kim, 2016].

En los últimos años el uso de energías renovables para la generación de energía eléctrica ha incrementado, entre las cuales se puede mencionar la energía eólica,

energía solar y pilas de combustible, entre otros. Todo esto por la necesidad de reducir la generación de electricidad a través del uso de combustibles fósiles [Teodorescu, 2013].

Esta demanda del uso de energías renovables requiere del uso de inversores que independientemente de cambiar el voltaje de corriente continua a corriente alterna estos se pueden aplicar para generar potencia activa y reactiva que puede ser inyectada a la red utilizando un lazo de control de corriente, en estas técnicas de control se realizan dos tareas importantes: la primera es compensar el error de corriente y la segunda es la generación de PWM (Modulación por ancho de pulso) para producir señales de corriente alterna. Para inyectar potencia a la red eléctrica, la técnica de control debe permitir que se obtenga un factor de potencia unitario, es decir que la señal de corriente debe de estar en fase con el voltaje de la red eléctrica [Lin, 2006].

Otro aspecto a considerar es que el flujo de potencia de un convertidor conectado a la red eléctrica requiere de un seguimiento del ángulo de fase del voltaje, así como de su amplitud y frecuencia. La técnica más utilizada para lograr lo anterior, es implementar lazos de seguimiento de fase (PLL) para que la sincronización se realice adecuadamente [Mlodzikowski, 2013].

En la bibliografía relacionada con sincronización a la red se encuentran distintos métodos de sincronización basados en PLL con marco de referencia síncrono. El SRF-PLL es una de las técnicas más usadas para capturar la fase de un voltaje trifásico sin embargo cuando ocurren tipos de perturbación como huecos de voltaje o variaciones de frecuencia provocadas comúnmente por los centros de generación o distribución de energía entonces se pueden aplicar otras técnicas más eficientes como el DSRF-PLL que se caracteriza en funcionar en situaciones en donde el voltaje contiene secuencia directa e inversa. Por lo tanto, requiere de la aplicación de métodos para la separación de las secuencias al igual que agregar dos bucles de control idénticos a del SRF-PLL cuya función es capturar la frecuencia y fase de la secuencia directa e inversa del voltaje. El DSOGI-PLL es una técnica donde se empujan dos generadores de señales en cuadratura (QSG), basados en el integrador generalizado de segundo orden (SOGI), esta técnica

presenta una estimación precisa de frecuencia y fase similar al DSRF-PLL [Daniel, 2014], [Guo, 2011].

## 2. Métodos

Los sistemas de energía renovable comprenden el uso de inversores que interactúan con la red eléctrica. Resulta poco práctico realizar de manera exhaustiva el rendimiento del sistema de control y la electrónica de potencia en un laboratorio, el uso de dispositivos Typhoon HIL proporciona un entorno seguro y de alta fidelidad para pruebas y verificaciones de sistemas de control de convertidores. En la figura 1, se muestra el diagrama a bloques general del sistema utilizado en esta simulación de HIL. El inversor debe ser controlado para convertir el voltaje de corriente directa a voltaje de corriente alterna sincronizado a la red. Se puede ver que el inversor se conecta a la red eléctrica a través de un filtro LC y que se requieren de transformaciones entre sistemas de referencia. Para la generación de las señales PWM se toman muestras constantes de las señales de corriente a la salida del inversor, y del voltaje de fase de la red eléctrica, para que posteriormente se realicen las transformaciones de estas señales a un marco de referencia síncrono en el que se implementa el control [Mechouma, 2012].

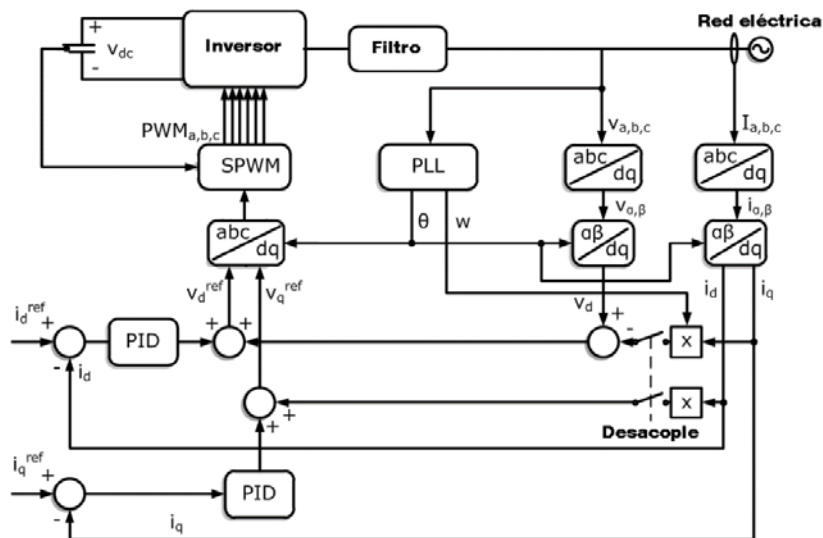


Figura 1 Diagrama a bloques del control del convertidor trifásico.

A partir de dos fuentes sinusoidales, en la figura 2, se ilustra el concepto de cómo se realiza la inyección de potencia a la red eléctrica,  $V$  representa el voltaje a la salida del inversor y  $E$  el voltaje de la red eléctrica, ambas interconectadas por medio de una impedancia LC que representa un filtro de segundo orden. El filtro es capaz de atenuar los armónicos del voltaje a la salida, minimizando la distorsión para cargas lineales y no lineales, el capacitor funciona como elemento de derivación para producir una reactancia baja a la frecuencia de conmutación, mientras que en el rango de frecuencia de la red eléctrica este elemento presenta una impedancia de magnitud alta [Ahmed, 2007].

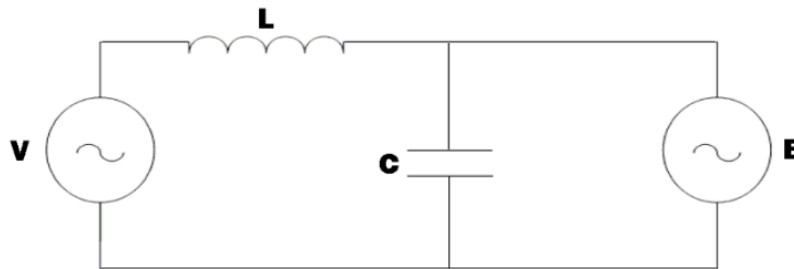


Figura 2 Circuito representando inyección de potencia a red eléctrica con filtro LC.

En la simulación se utiliza un inversor trifásico tipo puente H de tres piernas, proporcionado en la librería del editor esquemático del software (Typhoon HIL control center). Consiste de 6 transistores IGBT, ver figura 3, que permiten el paso de corriente de acuerdo a una estructura de modulación dada, la entrada del sistema es una fuente de voltaje de CD y la salida es el voltaje trifásico deseado [Typhoon, 2017].

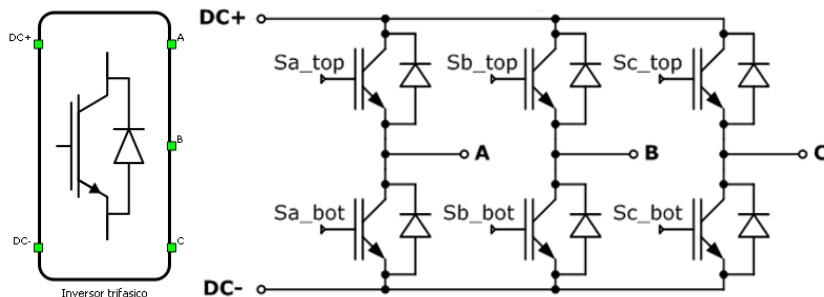


Figura 3 Inversor trifásico tipo puente H de 3 piernas. Typhoon HIL.

El tipo de modulación empleada es PWM sinusoidal. La señal de onda de salida PWM depende del tipo de onda de portadora. La figura 4 ilustra las señales de salida PWM obtenidas usando una señal portadora triangular. La modulación PWM supone que la señal portadora (triangular) PWM, se compara con la señal moduladora,  $m_x(m_A, m_B, m_C)$ , para cada fase del convertidor  $x = A, B, C$ . Si se cumple que  $m_x > \text{señal portadora}$ , el transistor superior de la rama  $x$  se enciende, mientras que en una situación cuando  $m_x \leq \text{señal portadora}$  el interruptor inferior de la rama  $x$  es el que se enciende. Los interruptores en la misma fase de la pierna son conmutados en forma complementaria. Para la simulación, se ajusta una frecuencia fija de 4 kHz para la señal portadora triangular y una señal moduladora sinusoidal de 60 Hz.

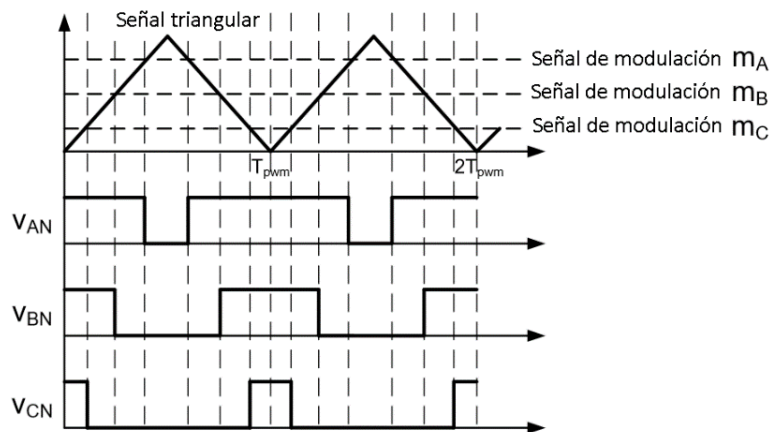


Figura 4 Señales de fase de salida PWM de un convertidor trifásico para el caso de una señal portadora triangular.

Como se mencionó anteriormente, uno de los principales objetivos de un sistema de control de inversores conectados a la red eléctrica, es proporcionar una inyección de flujo de potencia activa controlada desde la fuente de entrada hasta la red eléctrica. De igual manera, bajo demanda, se puede proporcionar un control independiente de potencia reactiva, detrás de estos conceptos mencionados se encuentra el algoritmo de control de corriente del inversor.

Este algoritmo de control se basa en tomar muestra de las corrientes de fase a la salida del inversor, y de los voltajes de la red eléctrica, que posteriormente son

transformados a un sistema de referencia que gira síncronamente con el voltaje de la red. El PLL permite obtener el ángulo de fase de los voltajes de la red eléctrica que es requerido para la sincronización. Después de las transformaciones las variables de control (corrientes y voltajes) se presentan como valores en CD, conocidos como componentes  $dq$ .

En este sistema, las componentes de corriente ( $i_d, i_q$ ) determinan el flujo de potencia activa y reactiva entre el inversor y la red eléctrica. En cuanto a la estructura del control de corriente  $dq$ , está asociada con controladores PI (Proporcional Integral) [Isen, 2012].

Después de realizar las transformaciones al marco de referencia  $dq$ , la corriente de la red en el eje  $d$ ,  $i_d$ , está acoplada con la corriente en cuadratura del eje  $q$  y viceversa. Por lo tanto, estas corrientes deben desacoplarse para controlarlas independientemente. El desacoplamiento se realiza aplicando las ecuaciones 1 y 2 a las salidas de los controladores PI como se muestra en la figura 5.

$$U_{ds} = U_{ds}^{ref} - \omega_g I_s i_q + U_{dg} = U_{ds}^{ref} + U_{ds}^{desacopla} \quad (1)$$

$$U_{qs} = U_{qs}^{ref} + \omega_g I_s i_d = U_{qs}^{ref} + U_{qs}^{desacopla} \quad (2)$$

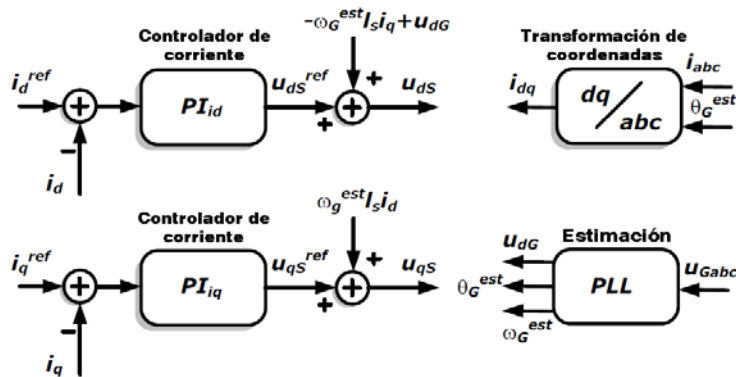


Figura 5 Reguladores PI para las componentes de corriente d y q.

En las ecuaciones  $U_{ds}$  y  $U_{qs}$  representan las salidas finales del controlador que definen el voltaje de referencia de salida del inversor,  $U_s$ ,  $U_{ds}^{ref}$  y  $U_{qs}^{ref}$  son salidas de los controladores PI en los ejes  $d$  y  $q$  respectivamente,  $U_{ds}^{desacopla}$  y  $U_{qs}^{desacopla}$

son los términos de desacoplamiento correspondientes que deben incluirse para hacer al sistema a controlar como un sistema de primer orden.

La calidad de la sincronización a la red es un factor clave que determina la calidad de la estructura del controlador. El error en la estimación del ángulo de fase puede conducir a errores significativos en el voltaje de salida del inversor y, por lo tanto, al error entre la potencia de referencia y la potencia inyectada a la red. Por lo tanto, es necesario someter al bloque de sincronización a la red a pruebas bajo diversas condiciones de voltaje en la red eléctrica. El método usado para la implementación en la simulación es el PLL en el marco de referencia giratorio  $dq$ -síncrono (SRF) que se muestra en la figura 6 [Chung, 2000].

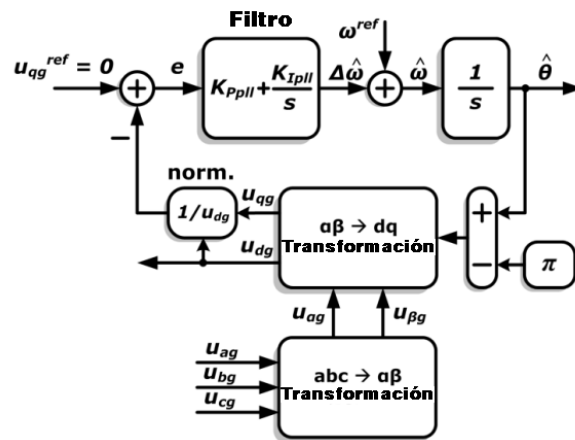


Figura 6 Diagrama a bloques de sistema de sincronización SRF-PLL.

Como entrada se miden los voltajes de la red trifásica  $U_{\alpha g}, U_{\beta g}, U_{c g}$ . Se supone un sistema de voltajes trifásico balanceados donde  $\theta$  representa el ángulo de voltaje de la fase a [Chung, 2000], ecuaciones 3, 4 y 5.

$$U_{a g} = U_g \cos \theta \quad (3)$$

$$U_{b g} = U_g \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (4)$$

$$U_{c g} = U_g \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (5)$$

Los voltajes de fase medidos se transforman a un marco de referencia estacionario  $\alpha\beta$  usando transformación Clarke para obtener  $U_{\alpha g}$  y  $U_{\beta g}$ , ecuación 6.



$$\begin{bmatrix} U_{\alpha g} \\ U_{\beta g} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{a g} \\ U_{b g} \\ U_{c g} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Después de aplicar la transformación, las componentes  $dq$  del voltaje de la red están dadas por ecuaciones 7 y 8.

$$U_{d g} = U_g \cos(\theta - \hat{\theta}) \quad (7)$$

$$U_{q g} = U_g \sin(\theta - \hat{\theta}) \quad (8)$$

Donde  $\hat{\theta}$  es el ángulo estimado.

En el estado estacionario del PLL ( $\theta = \hat{\theta}$ ), la componente de voltaje de la red  $U_{q g}$  se normaliza mediante la siguiente ecuación 1.

$$U_{q g}^* = \frac{1}{U_{d g}} U_{q g} \quad (9)$$

La señal de error  $e$  se obtiene restando la señal de referencia  $U_{q g}^{ref}$  y la componente de voltaje normalizada de la red  $U_{q g}^*$ . El error es la entrada para un controlador PI (Proporcional Integral). La componente de referencia  $U_{q g}^{ref}$  se selecciona a 0 para lograr el seguimiento del ángulo de fase del voltaje  $\mathbf{U}_{ag}$ . El controlador PI actúa para reducir el error  $e$  a cero, ecuación 10.

$$e = 0 - U_{q g}^* = 0 \Rightarrow \sin(\theta - \hat{\theta}) = 0 \Rightarrow \hat{\theta} = \theta \quad (10)$$

Esto lleva a que para estado estacionario el ángulo de fase estimado y el ángulo de fase real del voltaje de la red son iguales. El controlador PI se puede abordar como si fuera un filtro pasa baja ya que en estado estacionario la señal de error sería cero para los cambios abruptos en ángulo de fase de voltaje. Cerca del estado estacionario, donde existe una pequeña diferencia entre el ángulo de fase real y estimado, la señal de error se puede linealizar para obtener un modelo adecuado para el diseño del filtro del PLL, ecuación 11.

$$e = \sin(\theta - \hat{\theta}) \approx \theta - \hat{\theta} \quad (11)$$

El controlador PI (Filtro) calcula el cambio de frecuencia angular del voltaje de la red  $\Delta\omega$  que en el dominio continuo de Laplace se representa por ecuación 12.

$$\Delta\omega(s) = \left( K_{pPLL} + \frac{K_{iPLL}}{s} \right) e(s) \quad (12)$$

Al valor de frecuencia que es la salida del filtro (PI)  $\Delta\hat{\omega}$ , se le suma la frecuencia angular de referencia  $\omega^{ref}$  para obtener el valor de la frecuencia angular estimada de la red  $\hat{\omega}$ . Integrando  $\hat{\omega}$  en el tiempo, se obtiene el ángulo de fase de voltaje estimado, ecuación 13.

$$\hat{\theta}(s) = \frac{1}{s} \hat{\omega}(s) \quad (13)$$

Este ángulo de fase  $\hat{\theta}$  estimado se utiliza para calcular las componentes  $dq$  del voltaje de red, hasta que  $U_{qg}$  se convierte en cero y  $U_{dg}$  se hace constante igual a la amplitud de voltaje de la red  $U_g$ . Finalmente, la diferencia entre el ángulo de fase de voltaje de la red  $\theta$  y el ángulo de fase estimado  $\hat{\theta}$  se convierte en cero.

La figura 7 muestra diseño del circuito de un convertidor trifásico conectado a una red eléctrica trifásica. El inversor es alimentado a través de una fuente de voltaje de CD a 750 V, se puede observar en la zona marcada en color rojo que a la salida del inversor se tiene el filtro LC conformado por elementos pasivos. Ra, Rb Y Rc modelan las pérdidas de los conductores. Se anexa una resistencia conectada en serie a cada capacitor del filtro que sirve como amortiguador pasivo cuyo objetivo es suprimir la resonancia sin reducir la atenuación a la frecuencia de conmutación. En la tabla 1, se muestran los valores de estos dispositivos.

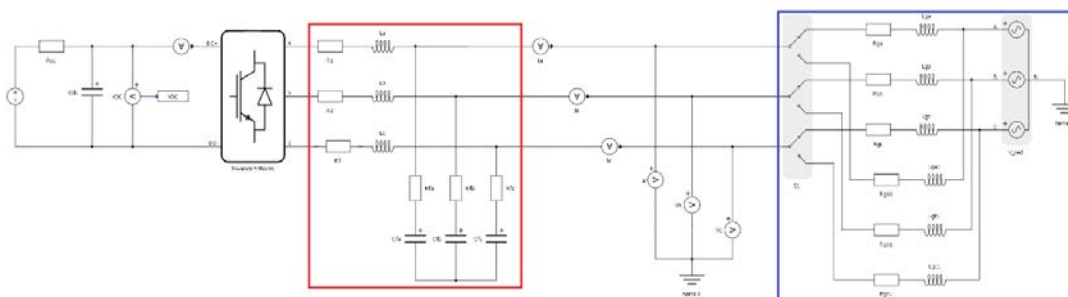


Figura 7 Simulación de un inversor trifásico conectado a la red eléctrica.

Tabla 1 Valores de filtro LC.

Elemento	Valor	Unidades
Rfa,Rfb,Rfc	15	m $\Omega$
Ra,Rb,Rc	1	$\Omega$
La,Lb,Lc	3	mH
Cfa, Cfb, Cfc	20	$\mu$ F

También se puede observar dentro del recuadro azul que entre la salida del inversor y la red eléctrica existe un contactor doble de triple polo que permite elegir una conexión al inversor a través de una red eléctrica débil y una red eléctrica fuerte. La diferencia entre estas radica en la impedancia que pueden proporcionar a la red. Esto va a depender de la inductancia del circuito RL conectado a cada fase de la red. A mayor inductancia se proporcionará una red eléctrica más débil produciendo un mayor riesgo de inestabilidad. En la tabla 2 se muestran los valores de cada componente.

Tabla 2 Valores de inductores para tipo de red.

Tipo de red	Resistencia	Inductor
Red débil	10 $\Omega$	10 mH
Red fuerte	10 $\Omega$	5 $\mu$ H

### 3. Resultados

A continuación, se muestran los resultados obtenidos en la simulación HIL. La figura 8 muestra el sistema de prueba de laboratorio, que consiste en el módulo Typhoon HIL 402, una tarjeta de control que contiene DSPs y una laptop en la que se carga el circuito a simular. El control planteado anteriormente se implementa en el DSP haciendo uso de la herramienta de programación Code Composer Studio de Texas Instruments, se realizan las correspondientes configuraciones de entradas/salidas digitales y analógicas del controlador con el emulador Typhoon para su correcto funcionamiento. El software del Typhoon cuenta con osciloscopio, por lo cual no es necesario conectar un osciloscopio externo para poder observar las señales de salida del inversor y la red eléctrica.

Como se mencionó anteriormente, la alimentación a la entrada del inversor se realizó a través de fuente DC regulada a un voltaje de 750 V DC, figura 9.

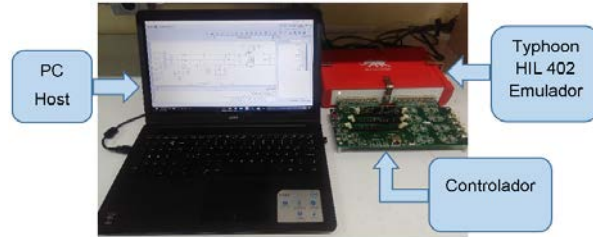


Figura 8 Conexiones de los dispositivos para la simulación HIL.

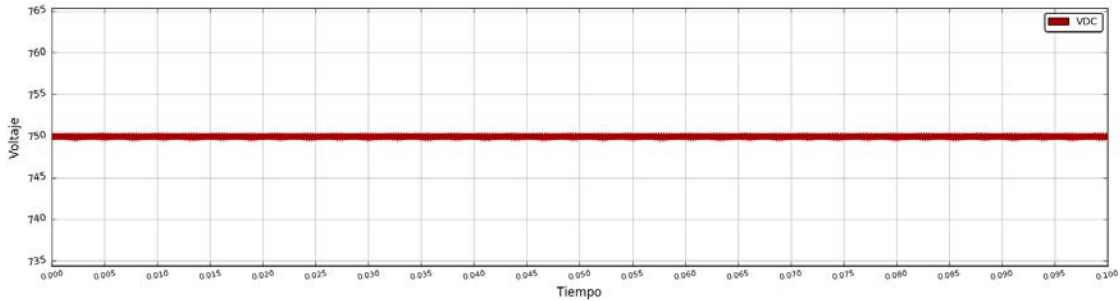


Figura 9 Voltaje de entrada al inversor trifásico de 750 V.

En la figura 10, se muestra la simulación de las señales de voltaje de línea generados por el inversor trifásico CD-CA, mostrando los voltajes de línea Vab, Vbc y Vac respectivamente con un desfase de  $120^\circ$  en un rango de tiempo de 0.1 segundos.

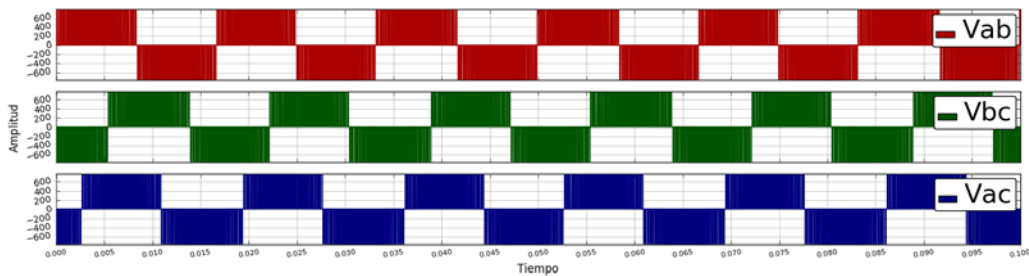


Figura 10 Señales de salida del inversor trifásico de voltaje de línea Vab, Vbc, Vac.

Los voltajes de fase generados por el inversor trifásico se muestran en la figura 11, en un rango de tiempo de 0.1 segundos.

En la figura 12, se muestran los voltajes de fase de la red con una amplitud de 180 V (127 Vrms) y en la figura 13 se muestra el voltaje rms de línea entre dos fases,  $V_{ab} = 220$  V.

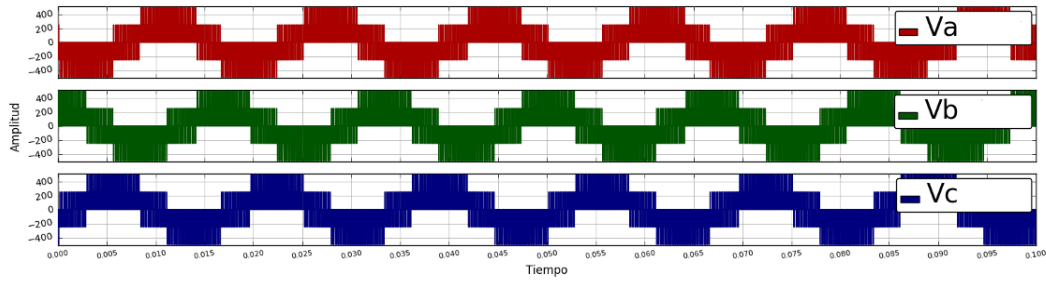


Figura 11 Señales de salida inversor trifásico de voltaje de fase Va, Vb y Vc.

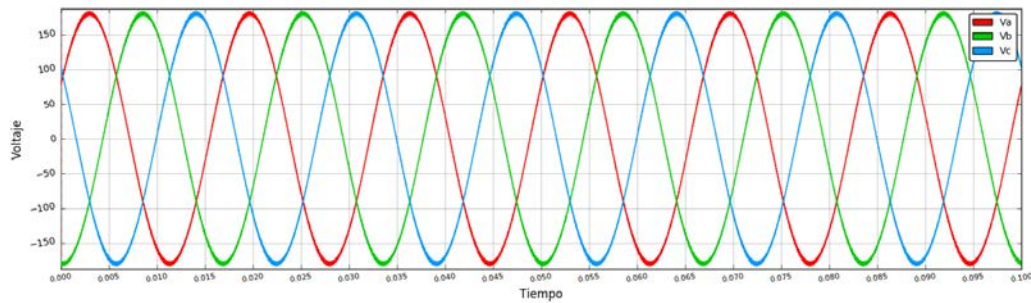


Figura 12 Voltajes de fase la red eléctrica Va, Vb, Vc.

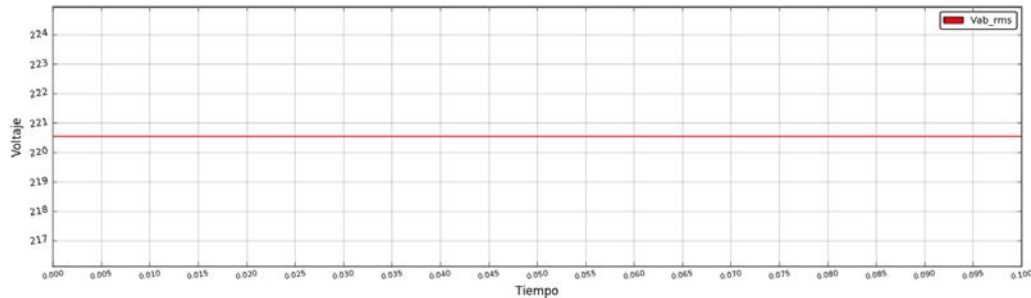


Figura 13 Voltaje rms de la red eléctrica Vab.

Para que se suministre corriente eléctrica desde el inversor hacia la red eléctrica, es necesario que se cumplan dos condiciones: la primera es que la señal fundamental del voltaje generado por el inversor en sus terminales tiene que ser mayor a la señal fundamental del voltaje de la red eléctrica. La segunda condición consiste en que la frecuencia de ambos voltajes tiene que ser la misma.

A continuación, se muestra el comportamiento de las corrientes a la salida del inversor para una potencia activa aplicada en la red de 15 kW y una potencia reactiva aplicada de 15 kVA, ver figuras 14 y 15. Se puede observar que las corrientes aplicadas tienen una forma de onda con poca distorsión armónica al usar un filtro LC que reduce los armónicos de voltaje y distorsión en corriente.

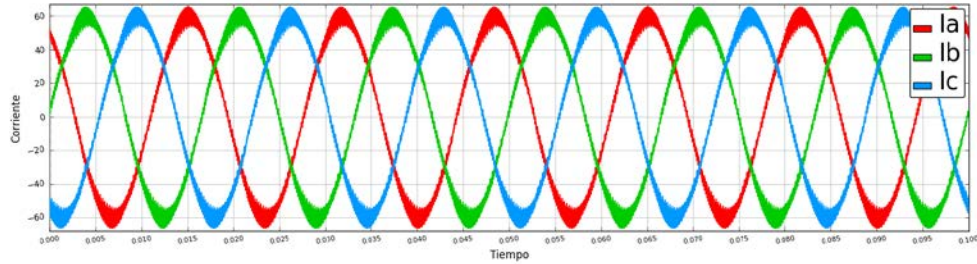


Figura 14 Potencia activa aplicada a la salida de 15 kW, Irms=41.89 A.

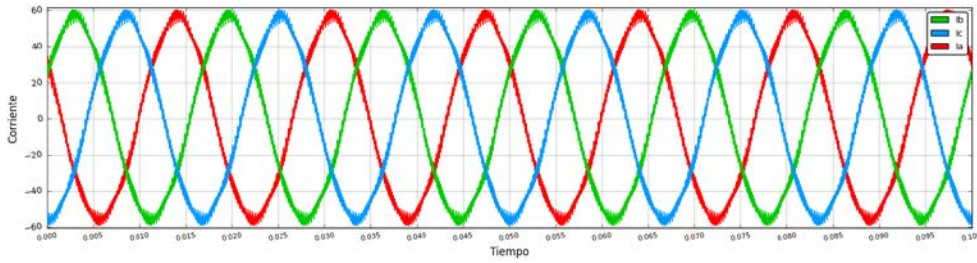


Figura 15 Potencia reactiva aplicada a la salida de 15 kVA, Irms=39.49 A.

La sincronización a la red eléctrica es lograda por el PLL. En la figura 16 y figura 17 se observa que las fases de voltajes de la red eléctrica se encuentran en fase con las formas de onda de la corriente generada por el inversor trifásico para la inyección de potencia activa ( $P=15$  kW) y reactiva ( $Q=15$  kVA).

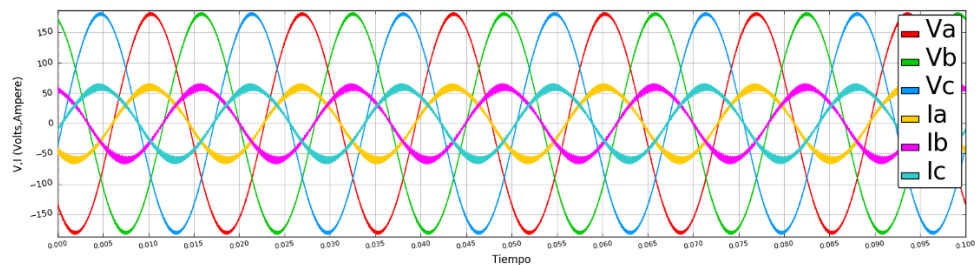


Figura 16 Corrientes de fase del inversor trifásico en fase con la red eléctrica ( $P=15$  kW).

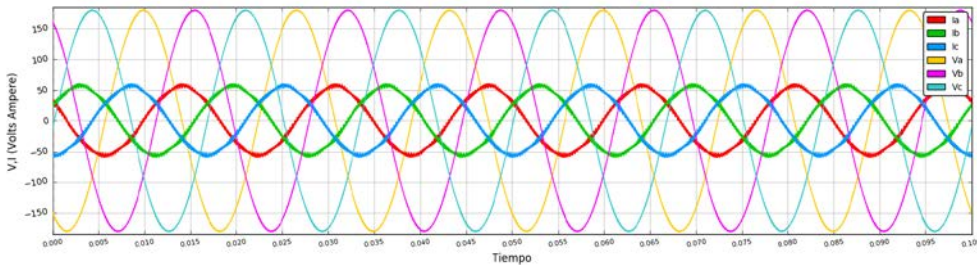


Figura 17 Corrientes de fase del inversor trifásico en fase con la red eléctrica ( $Q=15$  kVA).

Para producir una perturbación de tipo armónico a la red eléctrica se propone adicionar un voltaje sinusoidal en cada fase con una amplitud del 10% del voltaje pico de la fundamental, aplicando la suma de los armónicos del 3°, 5°, y 7° orden para esta misma señal. Se puede observar que ante la presencia de armónicos las corrientes a la salida del inversor ( $I_a, I_b, I_c$ ) se mantienen en fase a pesar de dicha perturbación, ver figura 18.

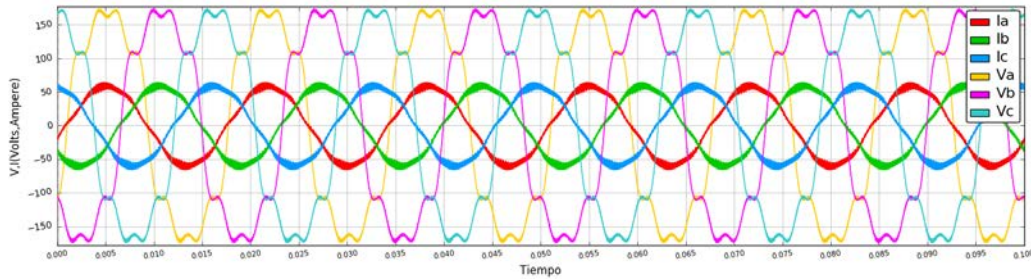


Figura 18 Sincronización a red ante perturbación de armónico 3°, 5° y 7° orden.

Finalmente, en la figura 19 se muestran los resultados obtenidos al establecer las condiciones de una red eléctrica débil. Se observa que bajo estas condiciones se genera distorsión armónica mínima en cada fase de la red eléctrica, sin embargo, estas condiciones no afectan en la sincronización del inversor con la red, así como las corrientes generadas por el mismo.

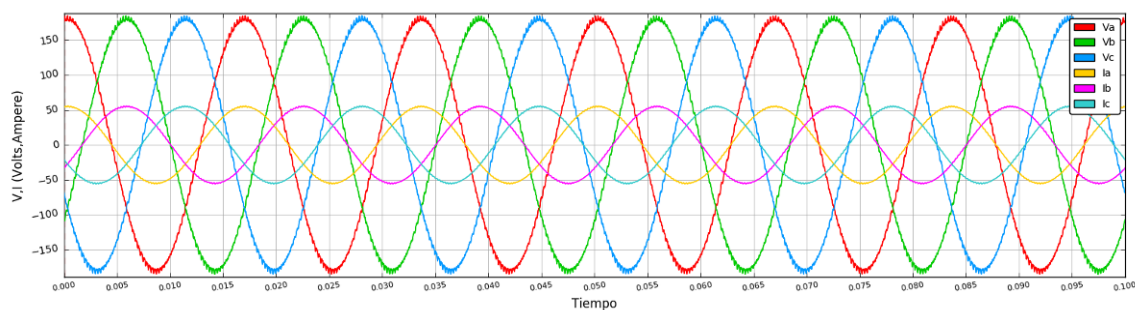


Figura 19 Corrientes de fase del inversor trifásico en fase con la red eléctrica en condiciones de una red débil.

## 4. Discusión

Existen diferentes técnicas de control que pueden ser aplicadas para controlar el flujo de potencia en inversores trifásicos conectados a la red eléctrica, de

acuerdo a la propuesta de control planteada y los resultados obtenidos mediante HIL se comprueba el correcto funcionamiento del sistema en tiempo real, por lo tanto, se asegura de manera más confiable que dicho sistema funcione en una implementación física.

Es importante destacar que también existen distintas técnicas de sincronización a la red que pueden mejorar el funcionamiento de nuestro sistema conectado a la red, considerando la inyección de otros tipos de perturbaciones a la red como pueden ser huecos de voltaje, variaciones de frecuencia, etc, todo esto con la intención de asegurar que la técnica de sincronización funcione ante el mayor número de perturbaciones que se puedan presentar en la red eléctrica.

## **5. Conclusiones**

La metodología aplicada en este trabajo utilizando simulación HIL (Hardware in the loop) confirma el buen funcionamiento del convertidor trifásico conectado a la red eléctrica en conjunto con la técnica de control por corriente aplicada para la inyección de potencia activa y reactiva, así como la técnica de sincronización a la red SRF-PLL.

La presencia de armónicos a la salida del inversor en la simulación se vio disminuida, sin embargo, es importante mencionar que la aplicación de otro tipo de filtros de tercer orden como pueden ser de tipo LCL produciría una mejor atenuación de armónicos producidos por la conmutación de los interruptores del inversor.

Como futuros trabajos que puedan dar mejoras al sistema propuesto es la implementación de otro tipo de perturbaciones, así como diferentes técnicas de sincronización a la red eléctrica que nos permitan validar de una mejor manera la robustez y eficiencia de nuestro sistema conectado a la red eléctrica.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Ahmed, K.H., Finney, S.J., & Williams, B.W. Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation. *Compatibility in Power Electronics*, pp. 1-9, 2007.



- [2] Chung, S.K., A phase Tracking System for Three Phase Utility Interface Inverters. *Transactions on Power Electronics*, pp. 431-438, 2000.
- [3] Daniel, S.D., Análisis comparativo de técnicas de sincronización con la red eléctrica. Tesis. Escuela Superior de Ingenieros, Universidad de Sevilla. Sevilla, España, 2014.
- [4] Guo, X.Q., Wu, W. Y., & Gu, H.R. Phase locked loop and synchronization methods for grid-interfaced converters: a review, *Przeglad Elektrotechniczny*, pp. 182-187, 2011.
- [5] Isen, E., & Bakan, A.F., 10Kw Grid-Connected Three-Phase Inverter System: Control, Simulation and Experimental Results. *Power Electronics for Distributed Generation Systems*, pp. 836-840, 2012.
- [6] Kim, Y.J., & Wang, J., Power Hardware in the Loop Simulation Study on Frequency Regulation through Direct Load Control of Thermal and Electrical Energy Storage Resources. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2016.
- [7] Lin, B.R., & Chen, J.J., Three-Phase Two-Leg Inverter for Stand-Alone and Grid-Connected Renewable Energy Systems. *TENCON*, 2006.
- [8] Mechouma, R., Azoui, B., & Chaabane, M., Three Phase Grid Connected Inverter for Photovoltaic Systems, a Review. *Renewable Energies and Vehicular Technology*, pp. 37-42, 2012.
- [9] Mlodzikowski, P., Milczarek, A., Stynski, S., Malinowski, M., & Kouro, S., Control of Simplified Multinivel AC-DC-AC Converter for Small Power Generation Systems. *Industrial Electronics Society*, Noviembre 2013.
- [10] Teodorescu, R, Liserre, M., & Rodriguez, P. Grid connected inverters for photovoltaic and wind power systems, Primera edición. Jhon Wiley & Sons. Reino Unido, 2011.
- [11] Typhoon HIL Schematic Editor Library: <https://subscription.typhoon-hil.com/download/>, Abril 2017.

# IMPLEMENTACIÓN DE UN DETECTOR DE CAÍDAS PARA SU APLICACIÓN EN PACIENTES HOSPITALIZADOS Y PERSONAS DE LA TERCERA EDAD

***José Luis Vázquez Ávila***

Universidad Autónoma del Carmen

*jvazquez@pampano.unacar.mx*

***Walter Ariel Silva Martínez***

Universidad Autónoma del Carmen

*wsilva@pampano.unacar.mx*

***Rafael Sánchez Lara***

Universidad Autónoma del Carmen

*rsanchez@pampano.unacar.mx*

***Casandra Sánchez Galván***

Universidad Autónoma del Carmen

*casandra\_sanchez@hotmail.com*

## **Resumen**

En este trabajo se presenta la implementación de un detector de caídas para aplicarlo en pacientes hospitalizados y de la tercera edad. Una unidad de medición inercial MPU-6050 es utilizada para registrar los cambios en la aceleración de los movimientos de los individuos que lo porten. Se utiliza un Raspberry Pi 3 para procesar los datos adquiridos mediante la unidad de medición inercial. Se utilizó Python para la implementación de nuestros algoritmos. Los datos se analizaron a través de un algoritmo, que al detectar un cambio drástico en la aceleración genera una alarma, la cual es transmitida a una central de alarma remota utilizando WiFi. Los resultados muestran que un umbral de aceleración de 2g es suficiente para detectar caídas. Todos los casos de prueba fueron exitosos.

**Palabras Claves:** Aceleración, caídas, Raspberry Pi.

## **Abstract**

*In this paper we present the implementation of a fall detector for use in hospitalized and elderly patients. An MPU-6050 inertial measurement unit is utilized to record the changes in the acceleration of the movements of the individuals that carry it. A Raspberry Pi 3 is used to process data acquired through the inertial measurement unit. Python was used for the implementation of our algorithms. The data were analyzed through an algorithm, which upon detecting a drastic change in the acceleration generate an alarm, which is transmitted to a remote alarm central using WiFi. The results show that an acceleration threshold of 2g is sufficient to detect falls. All test cases were successful.*

**Keywords:** *Accelerometer, falls, Raspberry.*

## **1. Introducción**

Uno de los mayores riesgos a los que se enfrentan las personas de la tercera edad y personas enfermas son las caídas a las que están expuestos. De hecho, el 30% de las personas mayores se cae, por diferentes circunstancias, al menos una vez al año [Guillaume, 2007], [Dennis, 2017]. Las caídas pueden causar una pérdida en la calidad de vida de las personas afectadas y pueden ser más peligrosas debido al hecho de que la víctima puede fácilmente perder la conciencia, lo que los vuelve incapaces de buscar ayuda en el caso de que se encuentren solos. Para abordar este problema se han desarrollado diferentes dispositivos detectores de caídas. En [Chanky, 2013] se realizó una comparación entre diferentes técnicas para realizar algoritmos de detección de caídas implementados en microcontroladores de bajo consumo de potencia. En [Dennis, 2017] se implementó un sistema de detección de caídas utilizando acelerómetros, tecnologías que permiten su aplicación en casas inteligentes y utilizan bluetooth como el medio de comunicación de las señales de alarma. En [Jay, 2005] se implementó un sistema de detección de caídas utilizando un acelerómetro con tecnología MEMS (sistemas electromecánicos, por sus siglas en inglés) y sistemas de localización de los individuos mediante GPS. En [Nyan, 2008] se propuso un detector de caídas utilizando un microcontrolador Freescale y zigbee como enlace

de radio para transmitir las alarmas. En [Choon, 2013] se propuso un sistema de detección de caídas basado en visión computacional y utilizando un sensor Kinect. Como se mencionó anteriormente, se han propuesto diversos sistemas para detección de caídas. Cada sistema tiene sus propias características, utilizan microcontroladores de bajo consumo de potencia y diferentes sistemas de radio frecuencia para transmitir sus alarmas. En este trabajo se propone la implementación de un sistema de detección de caídas basado en la medición de la aceleración. Se utiliza la microcomputadora Raspberry Pi 3 como sistema de procesamiento de los datos adquiridos. Las alarmas generadas al detectarse una caída son transmitidas, a través de un enlace basado en WiFi, hacia una central de alarma.

Si bien en este trabajo nos limitamos a las aplicaciones para pacientes hospitalizados y personas de la tercera edad, el prototipo presentado no se limita. Existen aplicaciones donde es necesario monitorear a las personas que laboran en áreas de trabajo con alto riesgo, por ejemplo, tenemos a aquellas personas que trabajan a bordo de barcos o plataformas marítimas, trabajadores de la construcción, etcétera.

## 2. Métodos

La figura 1 muestra el diagrama a bloques del sistema de detección de caídas propuesto. Como se puede observar, el sistema completo consta de dos subsistemas, el sistema de detección y la terminal de alarmas, las cuales se describen enseguida.

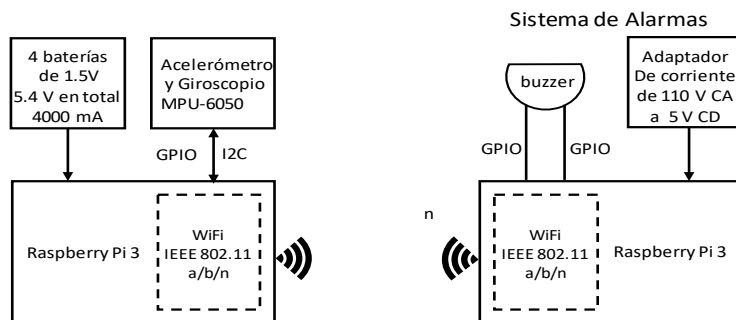


Figura 1 Diagrama bloques del modelo experimental.

## Sistema de Detección

El sistema de detección consta de una microcomputadora, en este caso una Raspberry Pi 3. La Raspberry Pi 3 tiene, entre otras características, un procesador ARMv8 quad-core a 1.2 GHz, 64 bits y 1 GB de memoria RAM, además de conectividad WiFi (IEEE 802.11n) y bluetooth 4.1. La Raspberry es la encargada de procesar los datos de las aceleraciones provenientes del sistema de medición inercial MPU-6050. La figura 2 muestra la configuración de los pines de entrada/salida de propósito general (GPIO) del Raspberry Pi 3. El MPU-6050 consta tanto de un acelerómetro como de un giroscopio, la configuración de sus pines se muestra en la figura 3. Para efectos de este trabajo solo se hizo uso del acelerómetro.

Pin#	NAME		NAME	Pin#
01	3.3v DC Power	●	DC Power 5v	02
03	GPIO02 (SDA1 , I <sup>2</sup> C)	●	DC Power 5v	04
05	GPIO03 (SCL1 , I <sup>2</sup> C)	●	Ground	06
07	GPIO04 (GPIO_GCLK)	●	(TXD0) GPIO14	08
09	Ground	●	(RXD0) GPIO15	10
11	GPIO17 (GPIO_GEN0)	●	(GPIO_GEN1) GPIO18	12
13	GPIO27 (GPIO_GEN2)	●	Ground	14
15	GPIO22 (GPIO_GEN3)	●	(GPIO_GEN4) GPIO23	16
17	3.3v DC Power	●	(GPIO_GEN5) GPIO24	18
19	GPIO10 (SPI_MOSI)	●	Ground	20
21	GPIO09 (SPI_MISO)	●	(GPIO_GEN6) GPIO25	22
23	GPIO11 (SPI_CLK)	●	(SPI_CE0_N) GPIO08	24
25	Ground	●	(SPI_CE1_N) GPIO07	26
27	ID_SD (I <sup>2</sup> C ID EEPROM)	●	(I <sup>2</sup> C ID EEPROM) ID_SC	28
29	GPIO05	●	Ground	30
31	GPIO06	●	GPIO12	32
33	GPIO13	●	Ground	34
35	GPIO19	●	GPIO16	36
37	GPIO26	●	GPIO20	38
39	Ground	●	GPIO21	40

Figura 2 Diagrama de pines GPIO de la Raspberry Pi 3.



Figura 3 Configuración de la Placa del MPU-6050.

Un acelerómetro es un dispositivo que mide los cambios de velocidad de un objeto, que en nuestro caso será el cuerpo del paciente. Como ya se mencionó, en esta implementación se utiliza el acelerómetro del MPU-6050. Este módulo se comunica con el Raspberry utilizando el bus ó protocolo I2C. El bus I2C es un estándar que facilita la comunicación entre chips, además, proporciona una conexión serial y síncrona. Para lograr la comunicación serial a través de I2C, las líneas de datos (SDA) y las líneas de reloj (SCL) de ambos dispositivos se interconectan, como se muestra en la figura 4 (ver figuras 2 y 3). Una vez que se pone en operación, el acelerómetro, entrega los valores de la aceleración  $a_x$ ,  $a_y$  y  $a_z$ , que corresponden a las componentes de la aceleración sobre el eje x, y y z, respectivamente. De acuerdo a [Dongha, 2014], la aceleración absoluta se puede determinar a través de la ecuación 1, la cual representa la magnitud de la aceleración.

$$|\mathbf{a}| = \sqrt{a_x^2 + a_y^2 + a_z^2} \quad (1)$$

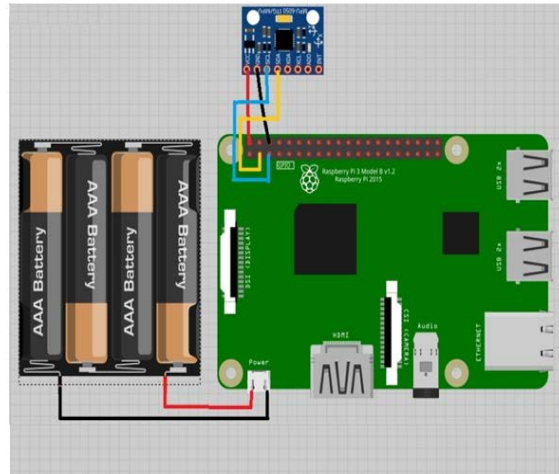


Figura 4 Diagrama de interconexión del sistema.

La figura 5 muestra el diagrama de flujo que representa el algoritmo de detección de caídas. En el algoritmo se define un umbral,  $A_t$ , que representara el nivel de decisión.  $A_t$  es determinado basándose en las pruebas experimentales y algunos trabajos reportan umbrales de 3 g, tal como en [Dongha, 2014]. En nuestra implementación  $A_t$  se consideró de 2 g como se mostrará más adelante.

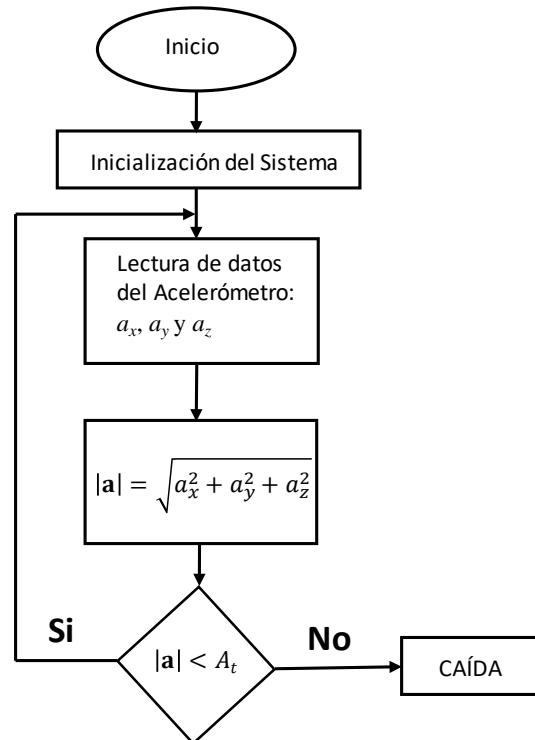


Figura 5 Diagrama de flujo del detector de caídas.

El algoritmo se implementó en Python y opera de la siguiente manera. El detector de caídas se coloca en el cinturón del paciente, como se muestra en la figura 6.

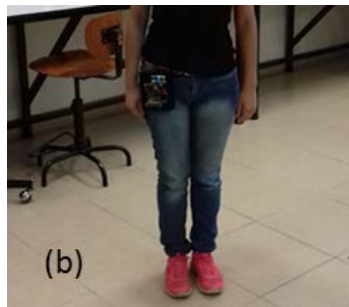


Figura 6 Uso del detector de caídas portátil.

Una vez iniciado el sistema se toman lecturas del acelerómetro cada segundo. El acelerómetro entrega los valores de las aceleraciones correspondientes a cada eje de coordenadas. Se utiliza la ecuación 1 para determinar la magnitud de la aceleración. Si la magnitud de la aceleración resulta menor que el umbral determinado entonces el sistema sigue tomando lecturas de las aceleraciones. Por

otro lado, si la magnitud de la aceleración sobrepasa el umbral especificado, se considera como una detección. En este instante el sistema de detección transmite una señal de alarma a la terminal de alarmas utilizando un enlace de radio frecuencia que en este caso es el estándar IEEE 802.11n (WiFi), que además permite establecer conexiones TCP/IP. Cabe mencionar que WiFi fue seleccionado como medio de comunicación para aprovechar la infraestructura del Raspberry, además, mediante la Raspberry se pueden montar servidores que estén almacenando constantemente las señales de alarma para obtener estadísticas o procesar las señales obtenidas del acelerómetro.

### **Sistema de Terminal de Alarmas**

El sistema de terminal de alarmas también es implementado a través de una microcomputadora Raspberry Pi 3, con las mismas características que las del sistema de detección, ver figura 1. Para emular una alarma se utiliza un buzzer que zumbará al momento que se produzca una caída. Al igual que en la terminal de alarma, los algoritmos de control, para recibir las señales de alarma y activar las mismas, se programaron utilizando Python.

La figura 7 muestra el diagrama de interconexión del subsistema de alarmas. Las figuras 8 y 9 muestran las implementaciones físicas del detector de caídas y la terminal de alarmas, respectivamente.

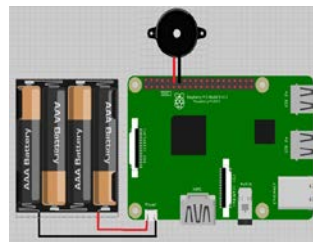


Figura 7 Diagrama de interconexión del sistema de alarmas.



Figura 8 Implementación del sistema detector.





Figura 9 Implementación del sistema de terminal de alarma.

### 3. Resultados

Para llevar a cabo los experimentos se eligió a un paciente de prueba. Las pruebas experimentales se llevaron a cabo de la siguiente manera:

- Acostarse y levantarse.
- Agacharse y levantarse.
- Caminar.
- Caídas simuladas.

Se realizaron 10 pruebas de cada actividad, sin embargo, en este trabajo sólo se presentan las curvas representativas de algunas pruebas para efecto de su análisis. La figura 10 muestra los resultados para la aceleración del paciente acostado para diferentes instantes de tiempo. Se puede observar que el comportamiento de la aceleración se mantiene en promedio sobre 1 g ( $9.8 \text{ m/s}^2$ ), que es la aceleración gravitacional a la que todo cuerpo en reposo permanece.

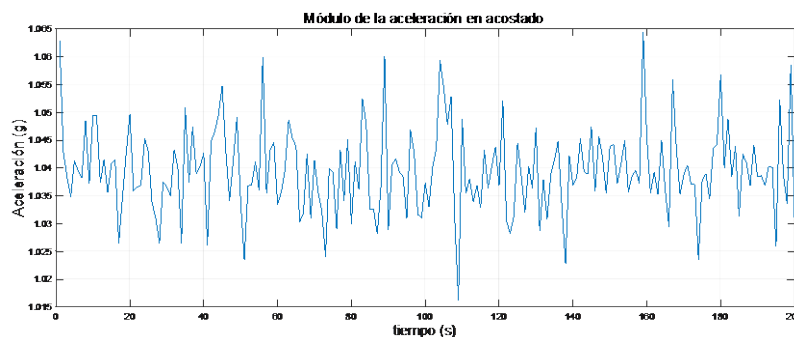


Figura 10 Módulo de la aceleración para pruebas del paciente acostado.

La figura 11 muestra los resultados para la magnitud de la aceleración del paciente agachándose. Se puede observar que la magnitud de la aceleración tiene

picos en los instantes en los cuales el paciente se agacha, lo que representa cambios en la magnitud de la aceleración. Sin embargo, las magnitudes de los picos no son significativas y su aceleración es de alrededor de 1.3g, para este caso.

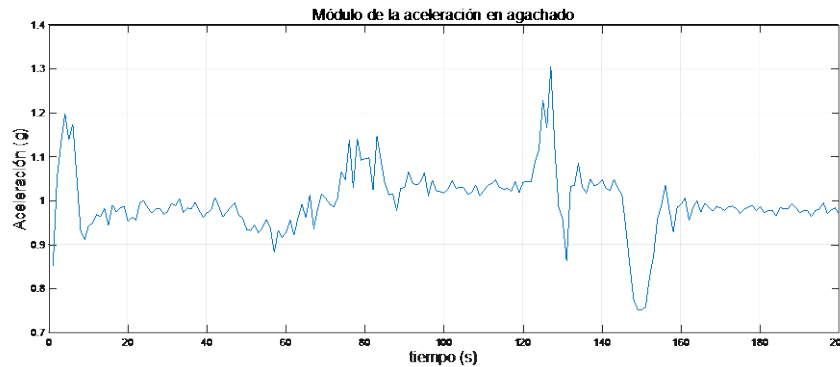


Figura 11 Módulo de la aceleración para pruebas del paciente agachado.

La figura 12 muestra los resultados de la magnitud de la aceleración en diferentes instantes donde el paciente está caminando. Como se puede observar los cambios de aceleración no son muy significativos, manteniéndose alrededor de 1g.

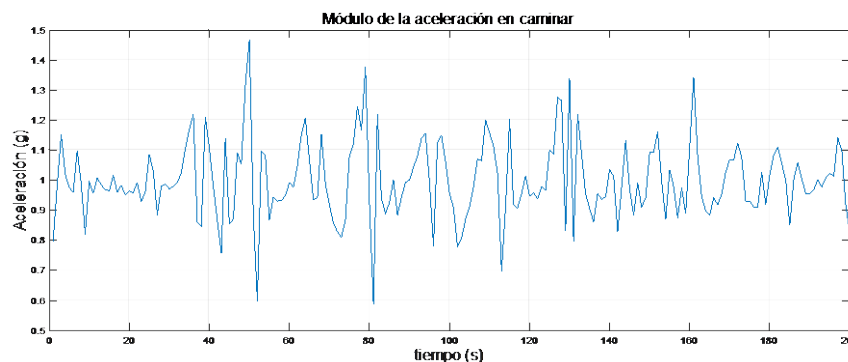


Figura 12 Módulo de la aceleración para pruebas del paciente caminando.

La figura 13 muestra los resultados de la magnitud de la aceleración para cuatro diferentes casos de caídas. Se puede observar que todos los casos presentan picos arriba de los 2 g, en el instante de la caída. De esta manera y a través de la comparación de los diferentes casos se pudo determinar que el nivel de decisión o

umbral para nuestro detector de caídas es de 2 g. También, se puede observar que antes de una caída la aceleración es de 1 g, cambiando drásticamente a valores mayores de 2 g en el instante de la caída y posteriormente regresando a su valor normal de 1 g, que corresponde al comportamiento del paciente yaciendo en el piso. La tabla 1 muestra un resumen de los valores de la aceleración máximos y mínimos para los diferentes escenarios. Se puede observar que los valores máximos de las caídas superan los 2 g.

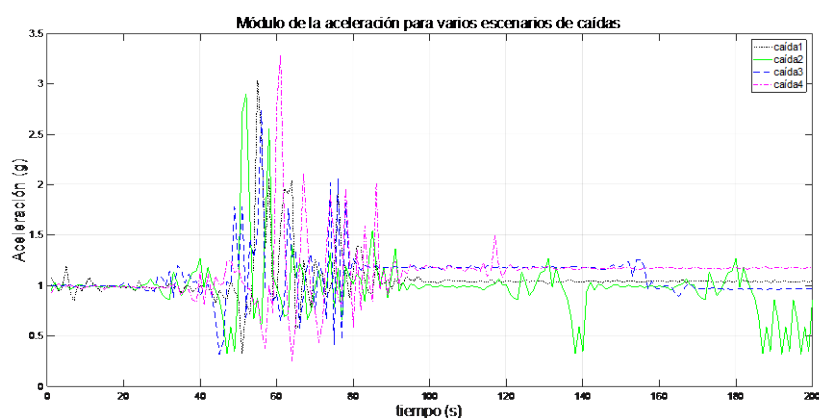


Figura 13 Mediciones de 4 escenarios de caídas diferentes.

Tabla 1 Valores Máximo y Mínimo de las aceleraciones.

Escenario experimental	Valor Máximo en g	Valor Mínimo en g
Caída1	2.8978	0.3237
Caída2	2.1990	0.5740
Acostado	1.0644	1.0163
Agachado	1.3066	0.7525
Caminar	1.4669	0.5880
Sentado	1.0533	1.0057

#### 4. Discusión

Considerando que los cuerpos en reposo tienen una magnitud de aceleración de 1g, nuestros experimentos mostraron que usar un umbral de decisión de 2g es suficiente para tomar decisiones sobre los casos de caídas presentados. Las pruebas que se realizaron resultaron exitosas ya que utilizando nuestro algoritmo no se presentaron falsa alarmas.

## 5. Conclusiones

En este trabajo se presentó la implementación de un detector de caídas utilizando microcomputadoras Raspberry Pi 3 y una unidad de medición inercial MPU-6050 con capacidades de acelerómetro y giroscopio. Nuestra implementación considera un algoritmo de detección de caídas, donde el parámetro de decisión es la magnitud de la aceleración. Los resultados mostraron que un umbral de 2g es suficiente para detectar caídas en nuestra implementación.

Si bien el utilizar una implementación de este tipo puede resultar incómoda para los pacientes y que el consumo de potencia no sea el más adecuado, este tipo de sistemas puede ayudar en el monitoreo de pacientes hospitalizados y de la tercera edad. El sistema puede ser instalado en hospitales y casas haciendo uso de la red inalámbrica WiFi. El sistema puede monitorear a más de un paciente a la vez utilizando una sola terminal de alarma. Adicionalmente, el sistema de detección también puede adecuarse para procesar señales biomédicas como pulso cardíaco, presión sanguínea, entre otras, de tal forma que se pueda tener un monitoreo más completo de los pacientes. Finalmente, este tipo de dispositivos puede implementarse en diseños de menores requerimientos de área y menor consumo de potencia, de tal manera que sea más portable y menos invasivo.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Chankyu Park, Jaehong Kim and Ho-Jin Choi, A Watch-type Human Activity Detector for the Aged Care in ICACT, 2012.
- [2] Choon Kiat Lee<sup>1</sup>, Vwen Yen Lee; Fall Detection System Based on Kinect Sensor Using Novel Detection and Posture Recognition Algorithm; 11th International Conference on Smart Homes and Health Telematics, ICOST 2013 Singapore, Proceedings, pp 235, 2013.
- [3] Dennis Sprute, Aljoscha Portner, Alexander Weinitschke, Matthias König, Smart fall: accelerometer-based fall detection in a Smart home environment. Inclusive Smart Cities and e-Health Volume 9102 of the series Lecture Notes in Computer Science pp 194-205, 2017.

- [4] Dongha Lim, Chulho Park, Nam Ho Kim, Sang-Hoon Kim, Yun Seop Yu, Fall-Detection Algorithm Using 3-Axis Acceleration: Combination with Simple Threshold and Hidden Markov Model; *Journal of Applied Mathematics* Volume, 2014.
- [5] Guillaume Pérolle, Igone Etxeberria Arritxabal, Detector automático de caídas y monitorización de actividad para personas mayores; *Revista Española de Geriátría y Gerontología*; Vol. 41, pp. 33, 2007.
- [6] Jay Chen, Karric Kwong, Dennis Chang, Jerry Luz Ruzena Bajcsy, Wearable Sensors for Reliable Fall Detection Proceedings of the 2005 IEEE, Engineering in Medicine and Biology 27th Annual Conference, Shanghai, China, 2005.
- [7] Nyan M. N., Francis E.H. Tay, E. Murugasu; A wearable system for pre-impact fall detection, *J Biomech*, 41(16), 2008.

# **DISEÑO DE SISTEMAS HIPERCAÓTICOS PARA IMPLEMENTACIÓN EN DISPOSITIVOS LÓGICOS PROGRAMABLES ENFOCADO A APLICACIONES DE SEGURIDAD**

***Jorge Gustavo Vázquez Duran***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Tijuana  
*jorge.vazquez.duran@gmail.com*

***Ramón Ramírez Villalobos***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Tijuana  
*ramon.ramirez@tectijuana.edu.mx*

***Luis Néstor Coria de los Ríos***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Tijuana  
*luis.coria@tectijuana.edu.mx*

***Manuel de Jesús García Ortega***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Tijuana  
*manuel.garcia@tectijuana.mx*

## **Resumen**

Un sistema caótico es un sistema que experimenta una dinámica no repetitiva. Aparece tener un comportamiento aleatorio, sin embargo, dicha dinámica está muy lejos de serlo. Este tipo de sistema exhibe una estructura definida que resulta aparente con el tiempo. Un sistema hipercaótico, es un sistema que presenta una dinámica más compleja que un sistema caótico. Debido a las características anteriormente mencionadas, los sistemas hipercaóticos sugieren complejidad para su implementación física. En este documento se presenta el procedimiento de diseño e implementación de un sistema hipercaótico tipo Lorenz utilizando un dispositivo lógico programable. La metodología descrita puede ser utilizada para la implementación de otros sistemas caóticos o hipercaóticos. El procedimiento de

diseño requiere la utilización de ®MATLAB/SIMULINK en conjunto con la librería *Xilins System Generator*. Para una futura implementación se considera un dispositivo lógico programable de la familia Spartan de la compañía ®Xilinx. Se realizaron simulaciones numéricas y se comparan con las señales adquiridas.

**Palabras Claves:** Dispositivo lógico programable, sistemas caóticos.

## **Abstract**

*A chaotic system is a system with non-repetitive dynamics. Apparently, it seems not to have a random behavior, however, such dynamics are far from being random. This type of system exhibits a definite structure that appears over time. A hyperchaotic system is a system that presents a more complex dynamic than a chaotic system. Due to the aforementioned characteristics, the physical implementation of hyperchaotic systems suggests complexity. This paper describes the procedure for design and implementation of a Lorenz-type hyperchaotic system by using a programmable logic device. The described methodology can be useful for the implementation of different chaotic or hyperchaotic systems. The design procedure requires the use of ®MATLAB / SIMULINK and the Xilinx System Generator library. For future implementation is considered a programmable logic device of the Spartan family from the Xilinx Company. Numerical simulations were performed and compared with the acquired signals.*

**Keywords:** Chaotic system, Field Programmable Gate Array.

## **1. Introducción**

En las últimas décadas los sistemas caóticos han recibido gran atención por parte de la comunidad científica. Edward Norton Lorenz, matemático y meteorólogo, fue el pionero en el estudio y desarrollo de los sistemas caóticos. Lorenz construyó un modelo matemático simplificado, en el cual estudiaba el comportamiento climático [Lorenz, 1963], durante su estudio se dio cuenta de que cualquier alteración por más mínima que fuera en las condiciones iniciales afectaría drásticamente las condiciones finales, este sensible fenómeno es conocido como efecto mariposa.

Los sistemas hipercaóticos son intensivamente estudiados en la literatura, debido a las propiedades dinámicas de los sistemas hipercaóticos (por ejemplo, puntos de equilibrios infinitos) [Lassoued, 2016]. Esto se debe a las potenciales aplicaciones que tienen en distintas ramas de la ciencia e ingeniería, por ejemplo, en áreas como: robótica móvil, redes neuronales, sistemas de comunicaciones seguras y encriptamiento en sistemas biométricos.

Tradicionalmente un sistema caótico es implementado utilizando componentes analógicos, por ejemplo, el Sistema de Lorenz en [Cuomo, 1993]. La implementación de este tipo de sistemas utilizando componentes analógicos presenta dificultades, debido a las propiedades y características de los sistemas caótico, por ejemplo, un sistema caótico al tener sensibilidad en sus condiciones iniciales se ve afectado por la tolerancia de los componentes analógicos.

En los últimos años ha surgido gran interés en el desarrollo de procedimiento para la implementación de sistemas caóticos utilizando *Field Programmable Gate Array* (FPGA). En la literatura se puede encontrar artículos relacionados con el desarrollo e implementación de sistemas caóticos en un FPGA, mediante la discretización del sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias [Gonzalez, 2005]. Además, se han propuesto procedimientos de modelado y simulación de osciladores caóticos enfocados para la transición de algoritmos desarrollados en ©MATLAB hacia su implementación [Tlelo, 2007].

La implementación de sistemas caóticos utilizando FPGA's provee ventajas comparando con los implementados utilizando componentes electrónicos analógicos. Una ventaja de utilizar FPGA's es que al estar compuesto por procesadores reprogramables los parámetros del modelo matemático pueden variarse con un cambio en el programa, lo que en circuitos analógicos representa un reemplazo físico de elementos pasivos. Además, un FPGA no se ve afectado por tolerancia de los componentes. Igualmente, puede utilizarse para implementar diferentes sistemas caóticos sin importar su complejidad [Sivaranakrishnan, 2007]. Por otro lado, una ventaja a destacar de un FPGA, comparado con otros dispositivos digitales, es su capacidad de configuración y la alta velocidad de datos. Además, el costo de desarrollo e implementación son menores en este tipo



de dispositivos. La implementación de sistemas caóticos en dispositivos digitales puede ser utilizada en comunicaciones seguras [Shuangxia, 2006], en caotificación de motores para su aplicación en lavadoras automáticas de ropa, bandas transportadoras, lavadoras [Sivaranakrishnan, 2007], sistemas de comunicaciones seguras [Xiao, 2009], encriptamiento en sistemas biométricos, entre otras.

El objetivo del presente artículo es el desarrollo de un procedimiento alternativo para obtener las dinámicas de los sistemas hipercaóticos, que permita su implementación utilizando FPGA's. En la presente investigación, se propone un método de implementación utilizando @MATLAB/SIMULINK en conjunto con la librería *Xilinx System Generator* (XSG). La metodología consiste en implementar las ecuaciones diferenciales del sistema caótico, mediante la programación de bloques de @MATLAB/SIMULINK. Posteriormente, mediante la librería XSG transformar la programación de bloques generada en código VHDL implementable en un FPGA. La programación en bloques se realizó en MATLAB R2011, la cual es compatible con Xilinx 14.7. Debido a sus características y la compatibilidad con el software utilizado, para una futura implementación se ha considerado el FPGA Spartan 3AN.

## 2. Métodos

En sección se presenta el modelo matemático que describe la dinámica del sistema hipercaótico de Lorenz-Stenflo. Así como el procedimiento de diseño del oscilador hipercaótico.

### Sistema hipercaótico de Lorenz-Stenflo

El sistema Lorenz-Stenflo, presentado en [Stenflo, 1996], es la generalización de un modelo simplificado que describe ondas de gravedad acústica y está por ecuaciones 1 a la 4.

$$\dot{x} = -ax + ay + cv, \quad (1)$$

$$\dot{y} = rx - y - xz, \quad (2)$$

$$\dot{z} = xy - bz, \quad (3)$$

$$\dot{v} = -x - av, \quad (4)$$

Donde los parámetros  $a, b, c, r$  son positivos. El sistema exhibe un comportamiento hipercaótico para algunos valores de parámetros, incluyendo los valores  $a = 2, b = 0.7, c = 1.5, r = 26$ . En la figura 1 se muestra las proyecciones  $(x, y, z)$  y  $(x, y, v)$ , del sistema de ecuaciones 1 a la 4 para los valores de parámetros descritos en (5).

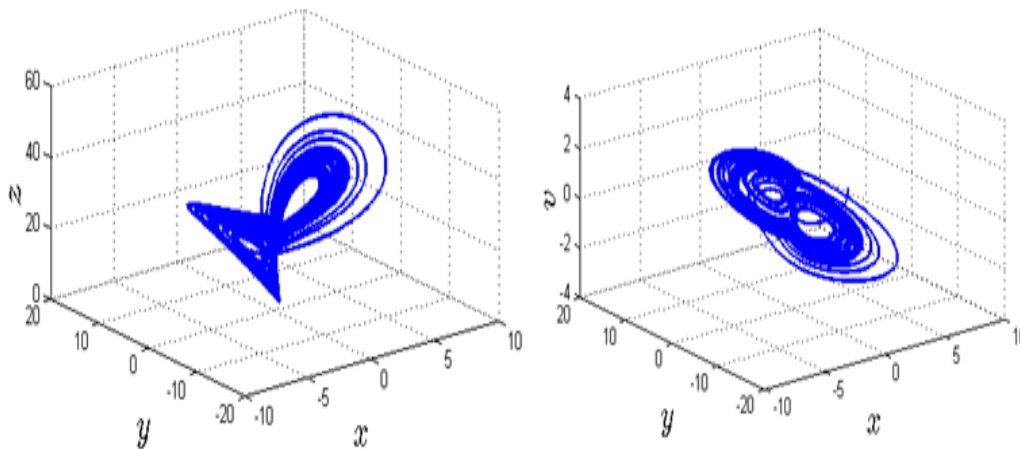


Figura 1 Proyecciones del sistema hipercaótico Lorenz-Stenflo.

### Diseño en Simulink

Los sistemas caóticos parten de ecuaciones matemáticas que gobiernan el comportamiento de su dinámica. Dichas ecuaciones definidas en el sistema (1)-(4) para el sistema Lorenz-Stenflo, fueron representadas mediante la programación de bloques de MATLAB/SIMULINK. En la figura 2 se muestra la implementación del sistema, considerando los valores de parámetros descritos en (5).

Para la implementación del sistema de ecuaciones 1 a la 4 se utilizaron bloques multiplicadores, de ganancia, suma e integradores.

### Diseño con la Librería XSG

Una vez implementado el sistema de ecuaciones 1 a la 4 en Simulink, se realizó la implementación con los bloques de la librería de XSG para tener la compatibilidad de los sistemas con una tarjeta FPGA Spartan 3AN.

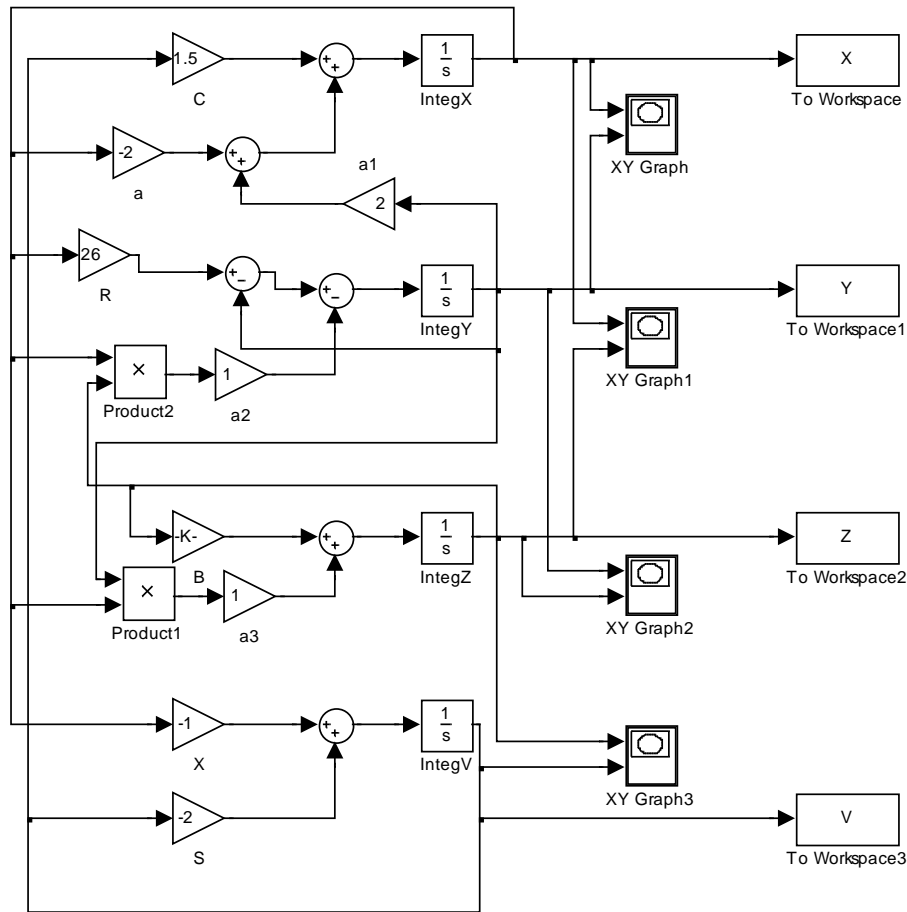


Figura 2 Sistema Lorenz-Stenflo implementado en Simulink.

De la misma manera que la programación a bloques Simulink, la librería XSG cuenta con una gama de bloques muy amplia, la mayoría son similares a los de la librería de Simulink. Aunque no se cuenta con todos los bloques necesarios para llevar a cabo un sistema caótico, en este caso, el bloque integrador. Para llevar a cabo una integración eficiente con la librería XSG, fue necesario construir el integrador con los bloques de la librería XSG, como se muestra en la figura 3.

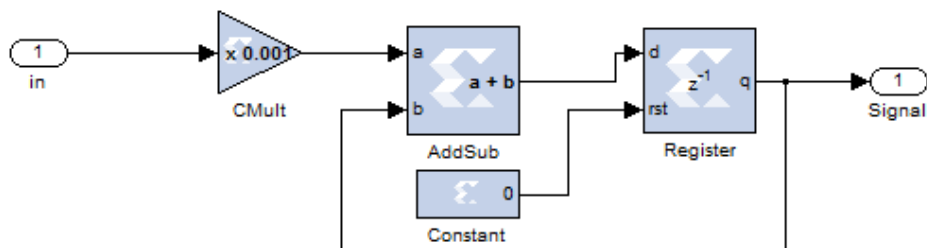


Figura 3 Integrador con la librería XSG.

Una vez implementado el bloque integrador, se procedió a implementar el sistema (1)-(4) utilizando los bloques de la librería XSG, como se muestra en la figura 4.

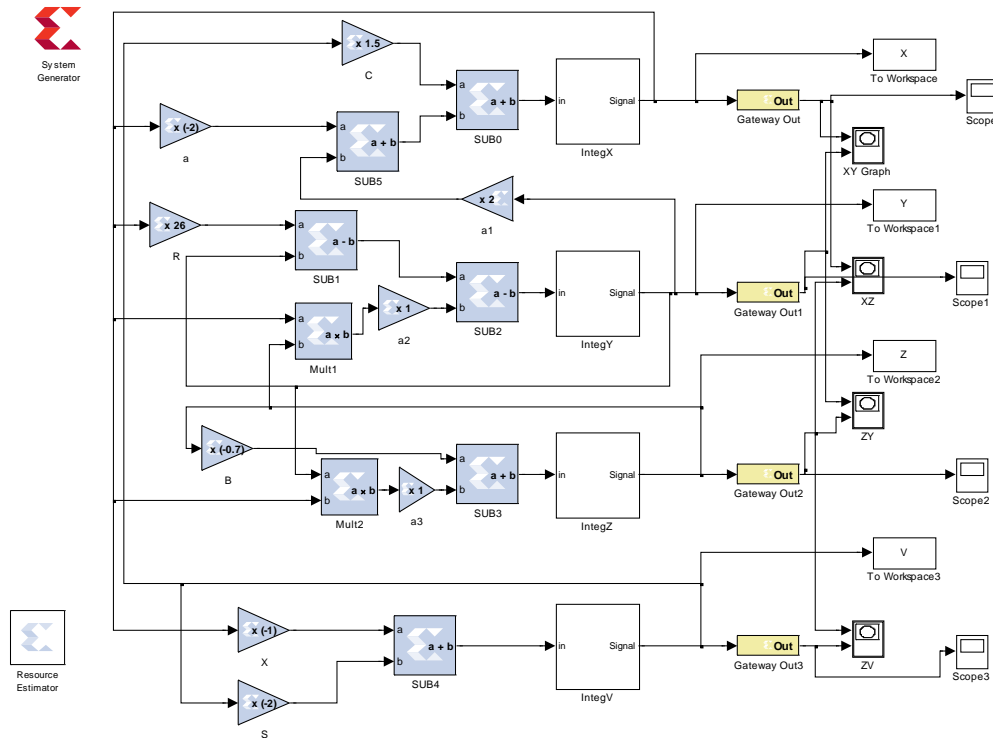


Figura 4 Sistema Lorenz-Stenflo implementado con la librería XSG.

### 3. Resultados

En la presente sección se muestra los resultados obtenidos del diseño del sistema hipercaótico Lorenz-Stenflo para su implementación en FPGAs, utilizando el procedimiento presentado en la sección anterior.

Para la compilación del diseño, que se muestra figura 4, en la en el FPGA se utilizó la librería XSG. De la emulación realizada en la librería XSG se obtuvieron los datos de las señales de las variables de estado y posteriormente las proyecciones de atractor hipercaótico, las cuales muestra en la figura 5.

Comparando los resultados que se muestra en la figura 1 y la figura 5 se visualiza que la compilacion del diseño tiene una dinamica caótica. Por lo tanto, de esta manera se demuestra que la combinacion de ®MATLAB/SIMULINK y la librería XSG de Xilinx permite desarrollar un procedimiento alternativo para la emulación de las dinámicas de sistemas caóticos.

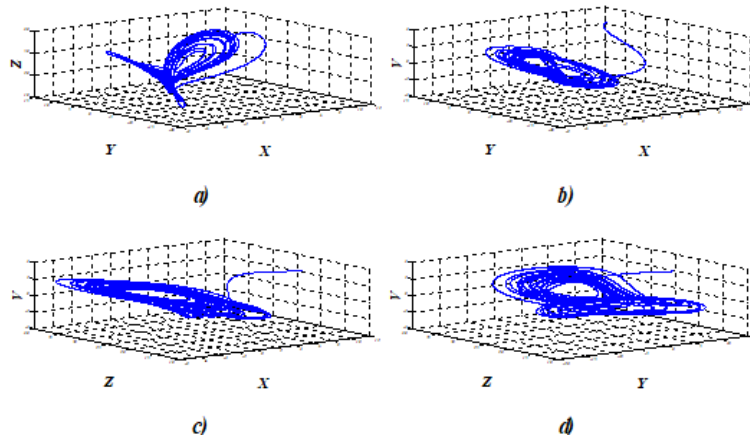


Figura 5 Proyecciones del atractor de Lorenz-Stenflo implementado en la librería XSG.

#### 4. Discusión

Primeramente, uno de los mayores retos de este proyecto fue construir un integrador, utilizando los bloques de la librería XSG, capaz de llevar a cabo el funcionamiento del bloque integrador de Simulink, ya que es necesario conocer dos cosas:

- La función exacta o muy aproximada del bloque de Simulink. Para esto fue necesario leer a fondo las propiedades del bloque para estudiar su comportamiento.
- Los bloques con los que cuenta la librería de XSG. Conociendo el funcionamiento preciso del bloque integrador de Simulink, se debe indagar en la librería de XSG para revisar los bloques que se deben usar para construir el integrador de modo que, además de construirlo, los parámetros no afecten al resultado esperado.

Después de haber construido el integrador, es importante tener en cuenta el tiempo de muestreo del mismo para que la visualización del atractor caótico sea la esperada, dependiendo del sistema a considerar.

Finalmente, el FPGA Spartan 3AN es considerado para futuras implementaciones enfocadas a sistemas de comunicaciones seguras y encriptamiento en sistemas biométricos. Lo anterior, debido a la compatibilidad con el software utilizado en el desarrollo de este proyecto, por las características que tiene (por ejemplo,

conectividad, alta frecuencia de procesamiento) y al ser un dispositivo digital enfocado a aplicaciones de automatización industrial, video y gráficos. Sin embargo, la implementación de sistemas hipercaótico en FPGAs utilizando el procedimiento presentado en este artículo, no está limitado solo a la utilización del FPGA Spartan 3AN.

## 5. Conclusiones

En el presente artículo se presentó un procedimiento alternativo para la emulación de las dinámicas de sistemas caóticos. El procedimiento permite implementar un oscilador caótico en un FPGA Spartan 3AN. La metodología consistió en implementar las ecuaciones diferenciales del sistema hipercaótico Lorenz-Stenflo, mediante la programación de bloques de  $\text{\textcircled{R}}$ MATLAB/SIMULINK. Posteriormente, mediante la librería XSG se transformó la programación de bloques generada en SIMULINK en un código VHDL implementable en un FPGA Spartan 3AN. Como trabajo futuro se pretende realizar la implementación y realizar pruebas validación.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Cuomo, K., & Oppenheim, A., Synchronization of Lorenz-based chaotic circuits with applications to communications. *IEEE Transaction on Circuits and Systems II*, No. 40, 626-633, 1993.
- [2] Gonzalez, C. M., Larrondo, H. A., Gayoso, C. A. & Arnone, L. J. Implementación de sistemas caóticos en dispositivos lógicos programables. *XI Workshop IBERCHIP*, 2005.
- [3] Lassoued A., & Boubaker, O. On new chaotic and hyperchaotic systems: A literature surver. *Nonlinear Analysis: Modelling and Control*, No. 21(6), 770-789, 2016.
- [4] Lorenz, E., Deterministic nonperiodic flow. *Journal of the Atmospheric Sciences*. No. 20, 130-141, 1963.
- [5] Shuangxia, Y. Chaotization of a single-phase induction motor for washing machines. *Industry Applications Conference*, No. 1, 855-960, 2006.

- [6] Sivaranakrishnan, R., A new approach on discrete chaotic cryptography using TMS320C6713 digital signal processor. *International Journal of Applied Engineering Research*, No. 2, 545-556, 2007.
- [7] Stenflo, L., Nonlinear equations for acoustic gravity waves, *Physics Letters A*, No. 222(6), 178-380, 1996.
- [8] Tlelo-Cuautle, E., Duarte-Villaseñor, M.A., García-Ortega, J.M., Modelado y Simulación de un Oscilador Caótico usando Matlab. *IEEE Latin America Transactions*. No. 5(2), 95-98, 2007.
- [9] Xiao, Z., A hard disk encryption system realized by the digital signal processor. *International Conference on Computational Intelligence and Security*, 312-314, 2009.

# **SISTEMA DE CÁLCULO DEL CONSUMO ELÉCTRICO DE LA UAM AZCAPOTZALCO**

**Rodrigo Vázquez López**

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco  
*rodrigovl@azc.uam.mx*

**Eduardo Campero Littlewood**

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco  
*ecl@correo.azc.uam.mx*

**Felipe González Montañez**

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco  
*felipegonzalezmon@gmail.com*

**Juan Carlos Olivares Galván**

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco  
*jolivare\_1999@yahoo.com*

**Raúl Arturo Ortiz Medina**

Universidad Politécnica de Aguascalientes  
*r.artur.o@hotmail.com*

## **Resumen**

En este trabajo se presenta el sistema desarrollado para el cálculo de la demanda y consumo eléctrico mensual de la Unidad Azcapotzalco de la Universidad Autónoma Metropolitana. El sistema utiliza la información proporcionada por un medidor Kitron OPH-03/Cv9 instalado desde 1997 en la subestación principal de la Unidad. El instrumento almacena las lecturas de las variables eléctricas en intervalos de cinco minutos durante treinta días. Los datos obtenidos se almacenan en una base de datos para posteriormente ser procesados por el programa que reproduce el algoritmo de la tarifa H-M en media tensión (23 kV). La validación del sistema se hizo con los datos del periodo



comprendido entre enero y marzo de 2017, que una vez que fueron procesados por el programa desarrollado, se compararon con la información disponible en los recibos de la Comisión Federal de Electricidad (CFE) correspondientes a los meses señalados.

**Palabras Claves:** Cálculo de costo de electricidad, consumo eléctrico, demanda eléctrica, Kitron OPH-03/Cv9, tarifa del suministro de electricidad.

## **Abstract**

*This work presents the system implemented to calculate the monthly electricity demand and consumption in the Azcapotzalco Campus of the Universidad Autónoma Metropolitana. The system consists of a Kitron OPH-03/Cv9 meter installed in the main substation of the Campus that saves the electricity demand variables every five minutes for 30 days. The information is saved in a database and then processed by the designed program that reproduces the electricity supplier tariff algorithm. Tests were performed with the obtained data for January to March 2017 and the obtained results were validated using the information available in the CFE invoice for the corresponding months.*

**Keywords:** *Electricity cost calculation, electricity consumption, electricity demand, kitron OPH-03/Cv9, tariff of electricity supplier.*

## **1. Introducción**

La energía eléctrica hoy en día es indispensable para realizar la gran mayoría de las actividades diarias.

Los sistemas de medición son una herramienta importante para el análisis de la demanda y consumo de la energía eléctrica. La información obtenida puede utilizarse para realizar un análisis de los costos y del impacto ambiental y encontrar soluciones para administrar la demanda, así mismo poder decidir al respecto de las ventajas económicas que puede tener el uso de nuevas tecnologías o energías alternativas. [González, 2016]

La Unidad Azcapotzalco de la Universidad Autónoma Metropolitana (UAM-A) cuenta con un espacio 187,400 m<sup>2</sup> para la realización de actividades de docencia,

investigación y difusión de la cultura. Dentro del espacio la unidad cuenta con 9 subestaciones para abastecer la demanda. Los tipos de cargas que hay en la Unidad incluyen alumbrado en aulas, pasillos, oficinas, laboratorios y cubículos de profesores; así como suministro de energía a salas de cómputo, bombeo, refrigeración y aire acondicionado [Ortiz, 2011]. Los datos de consumo de la Unidad permiten conocer los recursos necesarios para su operación y abrir caminos para evaluar el uso de energías renovables.

En este trabajo se describe el desarrollo de un programa que reproduce el sistema que utiliza CFE para determinar el importe de la demanda y consumo eléctrico de la UAM-A. La base de datos utilizada por el programa se obtiene mediante un sistema de medición instalado en la acometida trifásica de media tensión (23 kV) de la subestación principal de la UAM-A. A partir de los datos proporcionados por el instrumento, el programa calcula los consumos y demandas eléctricas de la Unidad en los intervalos horarios planteados por la tarifa eléctrica. El trabajo se estructura de la siguiente forma: Primero se describe de forma general los componentes del sistema y su funcionamiento, así como la explicación del algoritmo implementado para el cálculo. Luego se presentan los resultados obtenidos con los datos de los meses de enero-marzo de 2017 y se comparan con los datos contenidos en los recibos que emite la Comisión Federal de Electricidad (CFE). Por último, se analiza el porqué de los resultados obtenidos y se concluye al respecto de las ventajas del programa propuesto.

## 2. Métodos

La figura 1 muestra un diagrama general de los componentes del sistema.

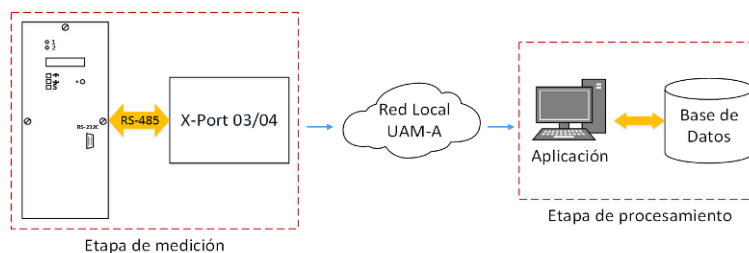


Figura 1 Componentes del sistema.

## Medición

Consiste de un medidor Kitron OPH-03/Cv9 instalado en la subestación principal de la UAM-A tal y como se observa en la figura 2. El instrumento tiene la opción de funcionar con la conexión conocida como de dos elementos, de forma que puede ser alimentado por dos transformadores de corriente y dos de voltaje. En la misma figura aparecen los transformadores de voltaje y corriente. En la figura 3 se muestra el diagrama de conexiones para la opción de dos elementos.

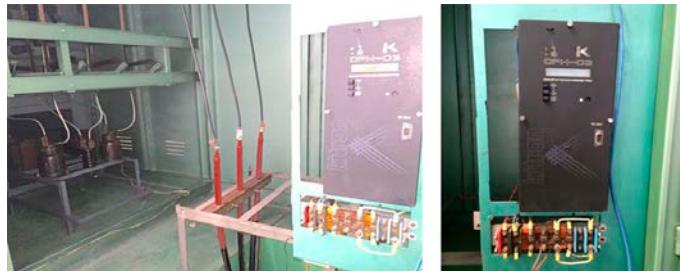


Figura 2 Interior de la subestación principal y medidor OPH-03/Cv9.

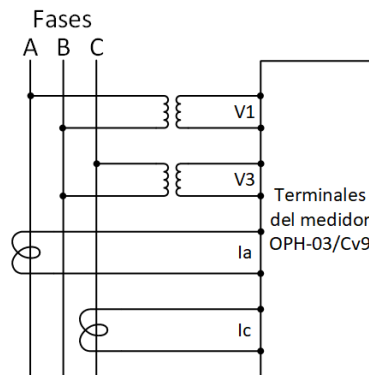


Figura 3 Diagrama de conexión para dos elementos.

El medidor permite almacenar la lectura de datos de hasta 32 días y está programado para realizar lecturas en intervalos de cinco minutos. Para acceder a los datos el equipo se conecta a una computadora por medio del puerto serial RS-232C, localizado en la parte delantera del medidor o por medio de una conexión RS-485 que se encuentra en la parte posterior. Se requiere usar el software del fabricante Kitron COMK10 para extraer los datos y realizar la programación del medidor [CFE, 2013], [GPI, 1997], [Soria, 2005]. Sin embargo, previendo la

eventual desaparición del puerto serial por parte de los fabricantes de computadoras, el puerto RS-485 se conectó a un conversor serial-ethernet Lantronix XPort 03/04 el cual convierte la señal proveniente de un puerto RS-232 o RS-485 para ser enviada por medio de un puerto ethernet [Lantronix, 2016]. El puerto ethernet del XPort se conectó a la red interna de la Unidad mediante un nodo con una dirección IP fija. De esta manera cualquier computadora que cuente con el software COM Port Redirector, para el redireccionamiento de la información, y COMK10 puede comunicarse con el medidor para extraer los datos internos.

### **Procesamiento**

Consiste en un programa escrito en Java el cual se comunica a una base de datos para insertar los datos de los archivos provenientes de la memoria del medidor y que implementa el algoritmo de cálculo de la tarifa H-M. La aplicación cuenta con una interfaz gráfica basada en Java Swing.

La base de datos consta de cinco tablas. La tabla principal de la base de datos almacena los datos extraídos del medidor, los cuales son: Fecha, kV fase a, kV fase c, I fase a, I fase c, FP fase a, FP fase c, MW trifásicos, MVAR trifásicos, MVA trifásicos, FP trifásico, kWh y KVARh.

Para evitar duplicidad en las entradas se considera como llave primaria la combinación de la fecha y hora, ya que no deben existir dos o más datos diferentes para un mismo intervalo.

En las tablas restantes de la base de datos se almacenan los costos de la energía. Cada tabla corresponde a los intervalos base, intermedio, punta y demanda facturable. Cada columna de la tabla almacena los costos de la energía por mes y año. Es importante mencionar que la base de datos no sigue el modelo relacional, por lo cual cada tabla es independiente de la otra.

### **Algoritmo de Cálculo Tarifa H-M**

Para realizar el cálculo de los costos es necesario determinar la cantidad de kWh consumidos en los períodos definidos en la tarifa (base, intermedio y punta)

que cambian con el tipo de horario: verano o invierno; y que tienen un costo diferente y dependen de la región [CFE, 2017].

El algoritmo desarrollado obtiene los consumos en kWh de los tres periodos para cada día del mes. Los parámetros de entrada son el mes a calcular y el periodo (base, intermedio o punta). El algoritmo analiza cada uno de los días del mes para generar la consulta a la base de datos tal y como se observa en el diagrama de flujo de la figura 4. Se incluye el impacto de los años bisiestos, las fechas de inicio y fin del horario de verano y los días festivos oficiales.

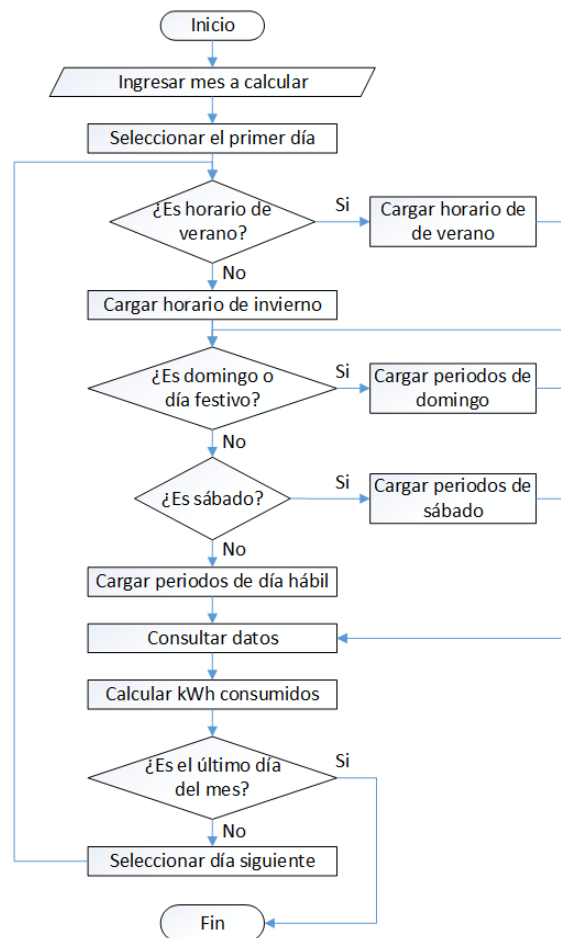


Figura 4 Diagrama de flujo para el cálculo del kWh consumidos por mes.

El cálculo de la demanda facturable requiere de la ecuación 1 de acuerdo con lo que establece CFE [CFE, 2017].

$$DF = DP + FRI(\max(DI - DP, 0)) + FRB(\max(DB - DPI, 0)) \quad (1)$$

Donde DP, DI y DB son las demandas máximas del período de punta, intermedio y base respectivamente y se obtienen como lo muestra el diagrama de flujo de la figura 5. Las demandas máximas se calculan obteniendo el promedio de tres mediciones continuas realizadas cada cinco minutos, este procedimiento corresponde al aplicado por CFE [CFE, 2017]. DPI es la demanda máxima considerando los períodos de punta e intermedio. Finalmente, FRI y FRB son factores de reducción cuyo valor para la región central es de 0.3 y 0.15 respectivamente [CFE, 2017].

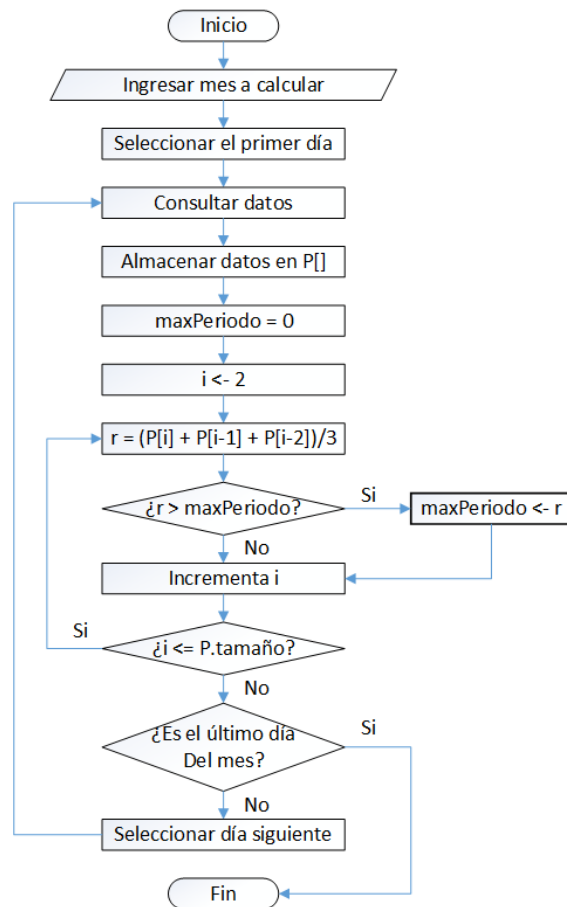


Figura 5 Diagrama de flujo para la obtención de las demandas máximas.

Una vez calculado el valor de la demanda facturable, se puede obtener la bonificación por factor de potencia. El factor de potencia es un indicador del intercambio de potencia reactiva. CFE bonifica a las empresas que logran que su factor de potencia sea mayor a 0.9 (en retraso) y penaliza a las empresas cuyo

factor de potencia es menor a 0.9 [CFE, 2017]. La Unidad Azcapotzalco tiene, generalmente, un factor de potencia mayor a 0.9, así que normalmente se tiene una bonificación que se obtiene por medio de la ecuación 2.

$$Bfp = \frac{1}{4} \left[ 1 - \frac{90}{fp} \right] \times 100 \quad (2)$$

Donde fp es el factor de potencia y Bfp el porcentaje de bonificación obtenido. Es importante mencionar que el máximo porcentaje aplicable es 2.5%. El factor de potencia se obtiene aplicando la ecuación 3 donde kWh y kVArh son los totales mensuales.

$$fp = \frac{kWh}{\sqrt{kVArh^2 + kWh^2}} \quad (3)$$

Una vez calculados los kWh consumidos por mes en los periodos base, intermedio, punta y la demanda facturable, se calculan los importes multiplicando los valores por el precio correspondiente, estos valores se extraen de la base de datos. El porcentaje de bonificación por factor de potencia se aplica a la suma del costo total de la energía más el costo de la demanda facturable. El valor obtenido se resta para obtener el subtotal. El importe total se obtiene al aplicar el IVA al subtotal.

### 3. Resultados

A continuación, se muestran los resultados obtenidos con el programa para los tres primeros meses del año 2017. En la tabla 1 se comparan los valores obtenidos con los que aparecen en la factura de CFE. Se incluyen los kWh consumidos y los kW demandados en los horarios base, intermedio y punta, y los valores de la demanda facturable y el factor de potencia. Los intervalos de medida son de las 00:05 horas del primer día del mes a las 00:00 horas del último día del mes correspondiente. Llama la atención ver en la tabla 1 que las demandas en el horario base de febrero y marzo son altas comparadas con la de enero. Esto puede explicarse porque los días no hábiles de febrero y marzo en la UAM no coinciden con los oficiales. Esto significa que durante el horario base de todo un día no hábil oficial, la UAM opera como día hábil.

Tabla 1 Valores obtenidos y valores en el recibo de CFE enero-marzo de 2017.

Función	Enero		Febrero		Marzo	
	Obtenido	CFE	Obtenido	CFE	Obtenido	CFE
kWh Base	82,389	84,262	87,336	89,365	97,437	99,778
kWh Intermedio	224,930	230,814	232,974	237,538	255,486	260,930
kWh Punta	53,944	53,917	54,320	55,065	61,698	62,044
kW Base	423	441	968	987	896	913
kW Intermedio	1,022	1,042	1,136	1,046	1,029	1,050
kW Punta	847	863	880	896	907	925
Demanda Facturable	899	917	956	941	943	963
Factor de Potencia	99.99	100	99.98	99.99	99.98	99.99

La tabla 2 muestra el importe calculado para cada uno de los conceptos que aparecen en los recibos que emite la CFE. Todas las cifras se expresan en pesos mexicanos.

Tabla 2 Importes calculados e importes del recibo de CFE enero-marzo de 2017.

Concepto	Enero		Febrero		Marzo	
	Obtenido	CFE	Obtenido	CFE	Obtenido	CFE
Energía	463,063	471,630	513,331	522,961	656,551	668,340
Demanda facturable	194,126	197,851	209,328	205,871	212,772	217,069
Bonificación FP	16,422	16,737	18,037	18,220	21,707	22,135
Subtotal	640,76	652,745	704,621	710,612	847,615	863,275
IVA 16%	102,522	104,439	112,739	113,698	135,618	138,124
Total	743,290	757,185	817,361	824,310	983,234	1,001,399

La base de datos puede ser utilizada para conocer el comportamiento de la demanda diaria y poder plantear acciones para su administración. En la figura 6 se muestra, como ejemplo, el comportamiento de la demanda del día miércoles 15 de marzo de 2017.

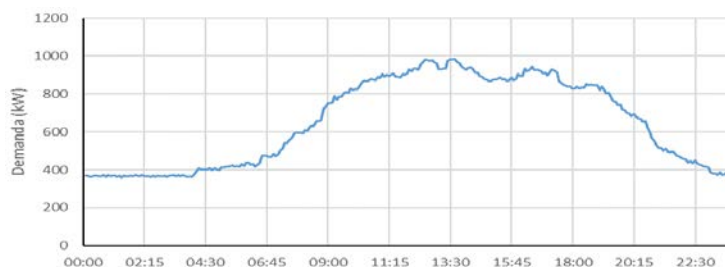


Figura 6 Demanda eléctrica del día miércoles 15 de marzo de 2017.



#### 4. Discusión

En las tablas 1 y 2 pueden apreciarse las diferencias entre los valores calculados y los de los recibos emitidos por CFE durante los tres primeros meses del año. La tabla 3 muestra las diferencias porcentuales entre los datos obtenidos y los datos que reporta la CFE en los recibos. Se puede observar que la mayoría de los resultados obtenidos del consumo energético en horarios base e intermedio están ligeramente por debajo de los valores que muestran los recibos de CFE. Por ejemplo, en enero, durante el horario base hay una diferencia de 1,873 kWh, equivalente a 2.22% entre la medición y la cifra del recibo de CFE. Durante el mes de marzo, en el mismo horario base, la diferencia es de 2,341 kWh, que corresponde a 2.35%. Por otra parte, en el horario de punta los resultados calculados para el mes de enero son superiores a los valores reportados por la CFE dando diferencias de -0.05%, mientras que, para febrero y marzo, la diferencia es de 1.35% y 0.56% respectivamente.

Para el caso de las demandas máximas se observa una mayor discrepancia entre lo calculado y lo reportado en los recibos. Por ejemplo, en enero es de 4.01%, en febrero, durante el periodo intermedio, la diferencia es de -8.60%. Finalmente, el período punta tiene menores diferencias que están entre 1.82% y 1.95%. La demanda facturable arroja diferencias menores al 2.1%. Es importante destacar que en enero la demanda en el horario de base tiene una diferencia de 4.01%. Sin embargo, esta diferencia no tiene un impacto en el costo de la demanda facturable. De cualquier forma, conviene que las diferencias más grandes sean comentadas con los responsables de la facturación en CFE.

Tabla 3 Diferencias porcentuales de consumo, demanda y factor de potencia.

<b>Función</b>	<b>Enero</b>	<b>Febrero</b>	<b>Marzo</b>
kWh Base	2.22%	2.27%	2.35%
kWh Intermedio	2.55%	1.92%	2.09%
kWh Punta	-0.05%	1.35%	0.56%
kW Base	4.01%	1.93%	1.86%
kW Intermedio	1.92%	-8.60%	2.00%
kW Punta	1.82%	1.79%	1.95%
Demanda Facturable	1.88%	-1.68%	2.08%
Factor de Potencia	0.01%	0.01%	0.01%

A pesar de todas las diferencias anteriores, los importes tienen un porcentaje de diferencia menor al 2%. El porcentaje más alto es 1.98% y corresponde al costo de la demanda facturable en el mes de marzo. Por otro lado, durante el mes de febrero la estimación de la demanda facturable es mayor a la reportada con un porcentaje de -1.68%. La tabla 4 muestra las diferencias porcentuales del importe pagado.

Tabla 4 Diferencias porcentuales del importe.

<b>Concepto</b>	<b>Enero</b>	<b>Febrero</b>	<b>Marzo</b>
Energía	1.82%	1.84%	1.76%
Demanda Facturable	1.88%	-1.68%	1.98%
Bonificación FP	1.88%	1.00%	1.93%
Subtotal	1.84%	0.84%	1.81%
IVA 16%	1.84%	0.84%	1.81%
Total	1.84%	0.84%	1.81%

Las discrepancias observadas pueden ser consecuencia de diferentes factores. Por ejemplo, es importante aclarar que se desconoce el intervalo preciso de horas que utiliza CFE para la facturación del periodo, es decir, el recibo indica que considera desde el último día del mes anterior al último día del mes a calcular. Sin embargo, se ignora la hora exacta del inicio y corte del intervalo. Por otra parte el instrumento de medición utilizado tiene una fecha de fabricación del año 1997 (fue reparado y recalibrado en enero de 2015). El manual de usuario indica que el medidor cumple con la especificación CFE G0000-48 y que para el caso de los Wh cumple la clase 0.2 de la norma mencionada anteriormente [CFE, 2010], donde se describe la posible presencia de errores entre 0.3% y 0.4%. Las diferencias encontradas pueden ser producto de rangos de error o de las diferencias entre los equipos de medición utilizados. También puede considerarse que existen errores de redondeo. No obstante, a pesar de las situaciones descritas anteriormente las diferencias obtenidas del 2%, en el importe final, son aceptables.

Finalmente es importante mencionar que una aplicación importante del sistema desarrollado es la disposición de los datos para analizar el consumo eléctrico de la Unidad y poder determinar si las acciones que se realizan para reducir el consumo

eléctrico tienen un impacto directo a corto plazo sobre el gasto que realiza la universidad.

## **5. Conclusiones**

El diseño del programa de cálculo permitió obtener resultados satisfactorios, ya que mostraron diferencias cercanas o menores al 2%. Los resultados con mayor coincidencia son los que se obtuvieron en el cálculo del importe y en el cálculo de consumo eléctrico en la tarifa de punta. Por las características de diseño del programa es posible realizar los cálculos tomando en cuenta condiciones que incluyen fechas de años bisiestos, intervalos de inicio y fin del horario de verano y los principales días festivos que celebra el país.

La utilización del lenguaje de programación Java para la implementación del algoritmo facilita resolver el problema del manejo de fechas, ya que las clases para el manejo de las mismas permiten realizar cálculos y comprobaciones de horarios de forma rápida. Como trabajo futuro se pretende generar código reutilizable para el diseño de clases que implementen el cálculo de otras tarifas de media y alta tensión y así construir un sistema complejo de cálculo de tarifas para medidores OPH-03/Cv9 o para otros instrumentos de medición. Adicionalmente es deseable incluir la opción de cálculo y la recolección de datos de manera remota utilizando internet, de manera que la base de datos se siga alimentando y se puedan obtener gráficas en tiempo real sobre la curva de consumo diario y la comparación del consumo eléctrico de diferentes años como herramienta para analizar si el consumo eléctrico disminuyó o aumentó.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] CFE Centro de Capacitación Celaya, Curso de medición para ingenieros. Medidor Kitron, México, 2013.
- [2] Comisión Federal de Electricidad, Especificación CFE G0000-48, México, 2010.
- [3] Comisión Federal de Electricidad, Tarifa H-M: [http://app.cfe.gob.mx/Aplicaciones/CCFE/Tarifas/Tarifas/tarifas\\_negocio.asp?Tarifa=HM](http://app.cfe.gob.mx/Aplicaciones/CCFE/Tarifas/Tarifas/tarifas_negocio.asp?Tarifa=HM), 2017.

- [4] Comisión Federal de Electricidad, Factor de Potencia: <http://www.cfe.gob.mx/industria/ahorroenergia/lists/ahorro%20de%20energa/attachments/3/factordepotencia1.pdf>, junio 2017.
- [5] González Pérez, A. Laura, Análisis de ciclo de vida de la energía eléctrica que consume la UAM Azcapotzalco para su funcionamiento, Proyecto de Integración, Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco, México, 2016.
- [6] GPI Mexicana de Alta Tecnología SA de CV, Omnipotencihorimetro OPH-03/C v9, Instructivo de operación, México, 1997.
- [7] Guerrero García, D. Integración de datos para subestaciones eléctricas de CFE zona Xalapa, Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, 2010.
- [8] Lantronix, XPort Device Server User Guide, julio 2016.
- [9] Ortiz Medina, R. Arturo, Registro y análisis de la demanda diaria de la energía eléctrica de la Unidad Azcapotzalco y propuestas para reducirla, Proyecto Terminal, Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco, México, 2011.
- [10] Soria Tello, S., Aplicación del OPH-03 en el uso eficiente de la energía eléctrica. Diss. Universidad Autónoma de Nuevo León, 2005.

# IMPLANTACIÓN DE UNA LPWAN PARA MONITOREO DE TEMPERATURA Y HUMEDAD EN UN INVERNADERO

***José Ignacio Vega Luna***

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco

*vlji@correo.azc.uam.mx*

***Mario Alberto Lagos Acosta***

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco

*vlji@correo.azc.uam.mx*

***Gerardo Salgado Guzmán***

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco

*vlji@correo.azc.uam.mx*

***Víctor Noé Tapia Vargas***

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco

*vlji@correo.azc.uam.mx*

***Francisco Javier Sánchez Rangel***

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco

*vlji@correo.azc.uam.mx*

***José Francisco Cosme Aceves***

Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco

*vlji@correo.azc.uam.mx*

## **Resumen**

Se presenta la implantación de una LPWAN conectada a la Internet para monitoreo de temperatura y humedad de un invernadero. La LPWAN está formada por cinco nodos distribuidos en el invernadero y un gateway conectado a la Internet. Es una solución de IoT, donde cada nodo consta de un microcontrolador, un sensor de temperatura ambiente y humedad relativa y un transceptor de radio

LoRa. Periódicamente los nodos envían la información recabada por los sensores al gateway y éste a su vez la transmite a un servidor ubicado en la nube. Operando una interfaz de usuario, se puede acceder al servidor y monitorear los valores de temperatura y humedad enviados por los nodos. La interfaz de usuario puede acceder información de diferentes invernaderos en los que exista una LPWAN como la diseñada en este trabajo. El alcance de la LPWAN fue de 12.5 Kilómetros con línea de vista.

**Palabras Claves:** Gateway, IoT, LoRa, LPWAN, sensor de temperatura.

### **Abstract**

*This paper presents the implementation of a LPWAN connected to the Internet to monitor the temperature and humidity of a greenhouse. The LPWAN consists of five nodes distributed in the greenhouse and a gateway connected to the Internet. It is an IoT solution, where each node consists of a microcontroller, an ambient temperature and relative humidity sensor and a LoRa radio transceiver. Periodically the nodes send the information collected by the sensors to the gateway and this in turn transmits it to a server located in the cloud. By operating a user interface, you can access the server and monitor the temperature and humidity values sent by the nodes. The user interface can access information from different greenhouses in which there is an LPWAN as the one designed in this work. The scope of the LPWAN was 12.5 Kilometers with line of sight.*

**Keywords:** Gateway, IoT, LoRa, LPWAN, temperature sensor, transceiver.

## **1. Introducción**

Un invernadero es una instalación cerrada con infraestructura y equipamiento que protege las plantas y semillas de las inclemencias del medio ambiente, permitiendo cultivar flores, frutas y verduras durante todo el año. El mantenimiento y operación de un invernadero implica el monitoreo continuo de variables ambientales y la manipulación de dispositivos que controlan el valor de estas variables. Las principales variables monitoreadas en un invernadero son: temperatura, humedad e iluminación. Los dispositivos que controlar son sistemas

de calefacción, ventilación, riego y abonado. A pesar de que los costos de operación y mantenimiento de un invernadero han disminuido en los últimos años, puesto que se dispone de sensores de variables ambientales más eficientes, compactos, económicos y precisos, así como de dispositivos de comunicación de mayor alcance, en una gran cantidad de invernaderos la medida de variables ambientales sigue realizándose manualmente con los inconvenientes que esto genera. El personal del invernadero toma periódicamente las medidas de variables, las registra y, si es necesario y dependiendo de su experiencia, activa un sistema de riego, ventilación o iluminación. En algunos invernaderos los medidores de variables son anticuados e imprecisos, mientras que otros han incorporado tecnología y redes de sensores digitales de variables de ambiente.

El objetivo del trabajo aquí presentado fue implantar una red de área amplia de baja potencia (LPWAN-Low Power Wide Area Network) conectada a la Internet para monitoreo remoto de sensores de temperatura y humedad de un invernadero. Hoy en día, en muchos invernaderos el monitoreo de variables de ambiente se realiza de forma manual y las decisiones se basan en las mejores prácticas, a prueba y error y en experiencias de generaciones anteriores. La Internet de las cosas (IoT-Internet of Things), con la ayuda de las LPWAN, está cambiando la manera de operar industrias, ciudades, instituciones, agricultura y muchos campos más de la vida. Usando tecnología inalámbrica con sensores en invernaderos y campos agrícolas, se puede obtener información en tiempo real para tomar decisiones rápidamente basadas en las condiciones del clima, suelo, humedad y viento. La mayoría de los cultivos están alejados de redes celulares o aunque no lo estén, es costoso instalar un modem en cada sensor, lo que trae como consecuencia que no sea fácil obtener esta información hasta ahora desde la Internet [Athukorala, 2016]. Algunas LPWAN están basadas en el protocolo LoRa (Long Range). El protocolo abierto LoRa fue desarrollado por LoRa Alliance para crear LPWAN para el mercado de IoT. LoRa define la capa física del modelo OSI, o modulación inalámbrica, para realizar el enlace de comunicación de larga distancia. Las LPWAN que usan el protocolo LoRa se les conoce como LoRaWAN. Usan comunicación de radio de baja potencia que permite establecer

conexiones de largo alcance transmitiendo pequeñas cantidades de información a baja velocidad para lograr mayor tiempo de vida de baterías. Una red basada en tecnología LoRa proporciona mayor cobertura que las redes inalámbricas celulares existentes. Algunos operadores de redes móviles complementan su oferta de redes inalámbricas/celulares con LoRaWAN ya que es fácil de integrar a la infraestructura existente a fin de ofrecer a los clientes soluciones basadas en aplicaciones de IoT alimentadas por baterías. Proveedores de sensores y puntos de acceso de aplicaciones IoT han incorporado en sus soluciones transceptores RF LoRa para transmitir información a grandes distancias usando mínima potencia. Una LoRaWAN usa arquitectura de estrella, los nodos establecen el enlace inalámbrico con uno o más puntos de acceso o gateways conectados a la Internet. Los gateways transmiten información a un servidor de red central ubicado en la nube usando una conexión IP estándar. El gateway transmite paquetes recibidos desde los nodos al servidor de red vía un operador, ya sea celular, Ethernet, satélite o WiFi. El servidor administra la red y filtra paquetes redundantes recibidos, implanta además la seguridad y calendariza reconocimientos de paquetes transmitidos por los gateways. En el servidor de red se ejecuta un programa que realiza una tarea específica, como por ejemplo almacenar y procesar información y enviar un mensaje de texto o una señal al teléfono de un usuario para indicar que la temperatura es superior a su valor normal. La selección de velocidad implica compromiso entre alcance, consumo de energía y duración de baterías. El gateway administra la velocidad de comunicación con los nodos, permitiéndole llevar a cabo diferentes comunicaciones a distintas velocidades sin interferir una con otra y crear un conjunto virtual de canales para incrementar su capacidad. La velocidad de datos varía en el rango de 0.3 a 50 kbps. Un gateway o estación base LoRa puede cubrir ciudades completas o cientos de kilómetros cuadrados. Existen ciudades en Estados Unidos y Europa con infraestructura y cobertura de operadores de LoRaWAN públicas usadas por clientes para transmitir información de dispositivos IoT a un servidor conectado a la Internet [Wixted, 2016]. Por otra parte, también están disponibles soluciones LoRaWAN de diferentes proveedores que no necesitan acceso a una LoRaWAN pública.



Proporcionan gateways y transceptores para implantar una LPWAN. El gateway solo necesita una conexión a Internet para comunicarse al servidor de red del proveedor de la solución. Una de estas soluciones es Symphony Link, una especificación alterna a LoRaWAN. Es un protocolo estandarizado desarrollado por Link Labs para usuarios que necesitan comunicación inalámbrica de larga distancia con rendimiento no disponible en una LoRaWAN. Symphony Link está construido sobre la tecnología de modulación de la capa física de LoRa y no usa la arquitectura MAC estándar de LoRaWAN. Aunque es una solución propietaria, se eligió usar Symphony Link para implantar la LPWAN de IoT en este trabajo por las ventajas que presenta sobre una LoRaWAN:

- Symphony Link es un sistema inalámbrico para redes de sensores y controladores. Permite instalar puntos de acceso o gateways en áreas donde se necesita cobertura, generalmente uno en cada edificio o nave industrial. Los gateways son de 8 canales que trabajan a una frecuencia menor a 1 GHz. Los transceptores de Link Labs operan en la banda ISM de los 868 o 915 MHz que no requiere licencia. El gateway se comunica con un servidor ubicado en la nube de Amazon cuya disponibilidad y administración está bajo la responsabilidad de Link Labs, liberando de esta tarea al usuario de la LPWAN. La información recibida de los nodos de la LPWAN puede accederse desde la Internet a través de los servicios proporcionados por Conductor. Conductor es la plataforma de datos de Link Labs basada en la nube. La información de los nodos se puede obtener usando la página de Conductor o usando APIs proporcionados por Link Labs.
- Identificador de red. La operación de una red Symphony Link no requiere identificador de red de LoRa Alliance, el cual puede costar hasta \$20,000 USD por año. Symphony Link no interfiere con LoRaWAN y viceversa y no requiere costo de membresía a LoRa Alliance.

Recientemente se han realizado bastantes trabajos para monitorear inalámbricamente y controlar variables de ambiente en invernaderos y campos de cultivo. Algunos usan tecnología Bluetooth para transmitir la información de

sensores a una computadora ubicada al interior del invernadero o no más allá de 20 metros [Dayioglu, 2014]. Otras implantaciones utilizan tecnología ZigBee para transmitir información colectada en invernaderos a una estación de control [Luo, 2016], [Ismail, 2016]. También se han realizado trabajos que incorporan lógica difusa con algoritmos PID y ZigBee para manipular de forma predictiva actuadores en invernaderos [Li, 2016]. Inclusive se ha usado WiFi para monitorear variables y controlar actuadores desde un teléfono celular [Tian, 2016] o bien usando el teléfono celular como gateway para transmitir la información a un servidor conectado a la Internet [Hanggoro, 2013]. En otros casos los trabajos llevados a cabo se han usado en campos de cultivo extensos donde se usan robots [Durmus, 2016] y drones para colectar información y realizar la polinización de plantas [Abutalipov, 2016]. La mayoría de los trabajos usan tecnologías inalámbricas tradicionales como WiFi, Bluetooth y ZigBee, las cuales tienen alcance limitado y algunas como WiFi son costosas y consumen mucha energía eléctrica.

De manera similar, en los últimos años la cantidad y tipo de aplicaciones de IoT ha crecido aceleradamente, ya que este concepto permite conectar a la Internet objetos, dispositivos y máquinas de casi cualquier ambiente. Las aplicaciones de IoT realizadas actualmente son muy variadas y abarcan casi cualquier campo de la vida del ser humano. Han estado dirigidas a la automatización de: procesos industriales [Papadopoulos, 2017], dispositivos usados en hogares, agricultura [Cambra, 2017] y monitoreo de componentes de vehículos y salud de personas. Se está trabajando bastante en el desarrollo de aplicaciones enfocadas al concepto de ciudades inteligentes para proporcionar servicios oportunos y eficientes a la población [Yamakami, 2017]. Se estima que la cantidad de aplicaciones seguirá creciendo de forma inercial a una velocidad mayor a la actual. El estado del arte en la investigación y desarrollo de IoT se concentra actualmente en el uso de tecnologías y redes de comunicación de baja potencia que proporcionen cada vez mayor alcance [Bardyn, 2016], como la usada en este trabajo, y en el estudio y desarrollo de técnicas de seguridad para reducir las vulnerabilidades en la transmisión de información en estas aplicaciones, fundamentalmente en la autenticación de usuarios y cifrado de información

[Mavropoulos, 2017], ya sea usando llaves públicas y privadas o creación de software para la implantación de diferentes capas o niveles de seguridad [Leong, 2017].

La contribución de este trabajo consiste en que el monitoreo de los sensores de temperatura y humedad de un invernadero puede realizarse remotamente desde la Internet, a través de una red de bajo consumo de potencia conectada a un servidor ubicado en la nube. La red usa tecnología de reciente creación y largo alcance, siendo fácil de implantar, confiable, segura y escalable. Es una aplicación de IoT donde los nodos de la red son alimentados por baterías que pueden durar varios años. El alcance de la red es mucho mayor al de una red WiFi y Bluetooth y más efectivo en costo que las redes celulares. Otra aportación del trabajo es que los valores colectados de temperatura y humedad, transmitidos por los nodos de la red al servidor, pueden consultarse en cualquier momento, ya el servidor siempre está disponible.

## 2. Métodos

La metodología usada en el desarrollo de este sistema consistió dividirlo en dos partes: la implantación de la LPWAN y el desarrollo de la interfaz de usuario como se muestra en la figura 1.

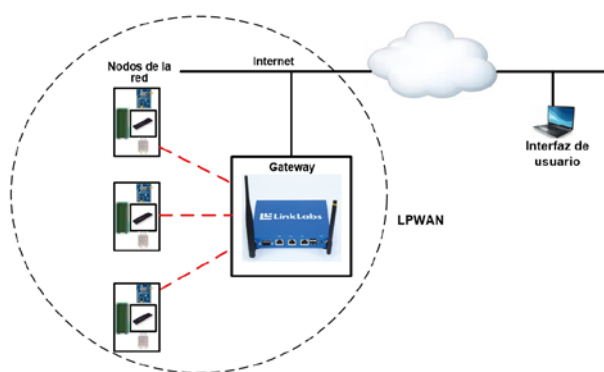


Figura 1 Diagrama de bloques del sistema.

La LPWAN está compuesta por los nodos de la red y el gateway y por medio de la interfaz de usuario, se pueden consultar los valores de temperatura y humedad de los nodos ubicados en el invernadero.

## Los Nodos de la Red

Se construyeron cinco nodos de la LPWAN con la arquitectura mostrada en la figura 2. Cada nodo está compuesto por un sensor de temperatura y humedad, un microcontrolador, un transceptor LoRa y un display LCD 16x2. La función de los nodos de la red es coleccionar periódicamente los valores de temperatura y humedad, por medio del sensor conectado al nodo, y transmitirlos al gateway. El periodo de recolección es por defecto 30 segundos y es configurable en la interfaz de usuario. El microcontrolador usado en los nodos es el PIC18F4550. Este dispositivo tiene 28 terminales que permitió construir nodos de tamaño compacto y cuenta con los siguientes recursos, suficientes para las funciones que realizan los nodos: CPU de 8 bits, 32 kB de memoria de programa, 2 kB de memoria RAM, 21 líneas de entrada/salida, convertidor analógico-digital de 10 bits y 13 canales, 4 temporizadores y un puerto USART.

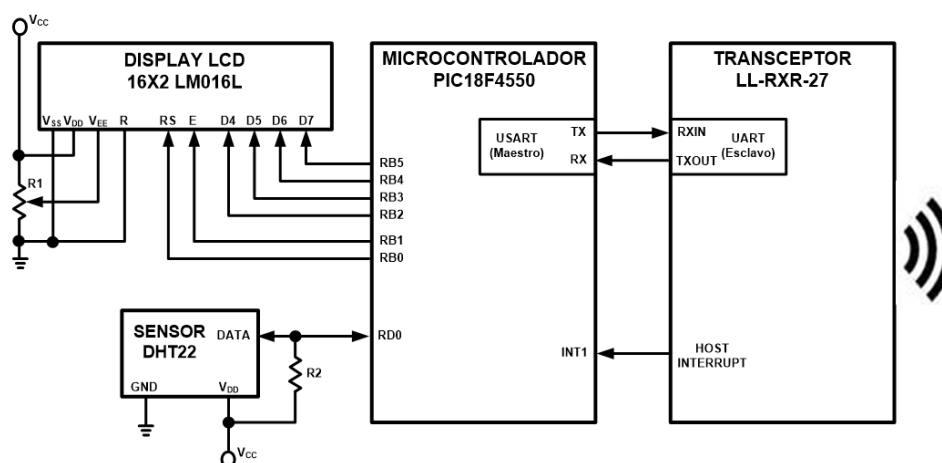


Figura 2 Diagrama de bloques de los nodos de la red.

El sensor de temperatura y humedad relativa usado es el dispositivo DHT22. Es un sensor de alta resolución, compensado en temperatura, capacitivo, de bajo consumo de energía y encapsulado plástico de cuatro terminales. El voltaje de alimentación del DHT22 es 3.3 a 5.5 V, el rango de temperatura medida es -40 °C a 80 °C, con una precisión de  $\pm 0.5$  °C, y el rango de humedad relativa es 0% a 100% con una precisión de  $\pm 2\%$  RH a 25 °C. De las cuatro terminales del sensor, dos son tierra, otra es para alimentación y la última es la línea de datos serie 1-

wire mediante la cual transmite el valor digital de temperatura y humedad en una palabra de 40 bits. Esta última terminal se conectó a la línea de entrada RD0 del microcontrolador. De estos 40 bits, los primeros 16 bits corresponden al valor de humedad relativa, los siguientes 16 bits son el valor de temperatura y los últimos 8 bits indican el checksum. Periódicamente, mediante el protocolo del bus 1-wire, el microcontrolador solicita al sensor realizar la lectura de temperatura y humedad. La temporización de eventos del bus 1-wire es realizada en su mayor parte por el microcontrolador como se indica en la figura 3.

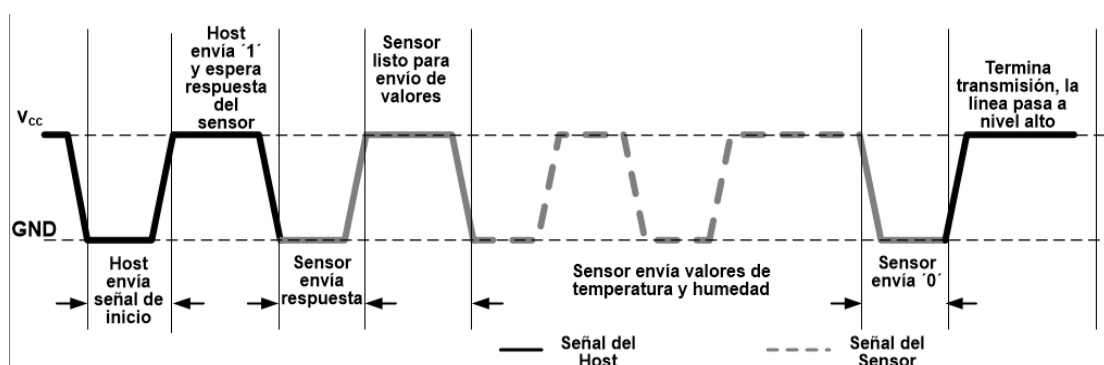


Figura 3 Temporización de señales 1-wire entre el microcontrolador y el LLRXR-27.

Una vez leídos los 40 bits que entrega el sensor, la programación que se ejecuta en el microcontrolador los convierte de binario a decimal y los transmite al transceptor LoRa a través del puerto USART. Adicionalmente, el microcontrolador del nodo de la red muestra los valores de temperatura y humedad en el display LCD 16x2 para que el usuario pueda consultarlos localmente. El display LCD 16x2 cuenta con dos líneas de 16 caracteres cada una. Se comunica con el microcontrolador usando como bus de datos las líneas RB2-RB5 de éste último y las terminales RB0 y RB1 como líneas de control de lectura (RD) y habilitación (E), respectivamente. El transceptor LoRa usado es el Symphony Link LL-RXR-27. Este transceptor es un radio multi-banda bidireccional de Link Labs, es compatible con redes públicas LoRaWAN 1.0 y con redes privadas de área amplia Symphony Link. Está optimizado para usarse en las bandas de frecuencia de 915 MHz ISM u 868 MHz. Usa modulación LoRa de Semtech para maximizar el alcance al mismo tiempo que minimiza el consumo de energía e interferencia. El transceptor LL-

RXR-27 integra un DSP Semtech SX1276, un microcontrolador de 32 bits Renesas R5F51116ADNE. El DSP SX1276 implanta la capa física usando modulación LoRa mientras que el firmware del microcontrolador RX111 implanta la pila de protocolos de red y la interface de comandos para la comunicación con el PIC18F4550. Las características principales de operación del transceptor LL-RXR-27 son las siguientes: alimentación de 3.5 a 5.5 V, consumo de corriente de <1 uA en reposo, 480 mA en transmisión, 40 mA en recepción, memoria flash de 256 KB, memoria RAM de 32 kB, potencia máxima de transmisión 23 dBm, velocidad de transmisión RF de 183 bps a 37.5 kbps y velocidad de transmisión del UART de 115,200 bps. La comunicación entre el PIC18F4550 y el transceptor LL-RXR-27 se implantó conectando el puerto USART del microcontrolador al puerto UART del LL-RXR-27 para usar el protocolo maestro/esclavo. El microcontrolador realiza las funciones de maestro y el transceptor LL-RXR-27 las de esclavo. El protocolo permite intercambiar dos tipos de mensajes: paquetes de comando y paquetes de respuesta. El maestro siempre envía paquetes de comando, mientras que el esclavo siempre transmite paquetes de respuesta. Los paquetes de comando consisten de los siguientes campos: preámbulo (4 bytes), inicio de trama (1 byte), tipo de comando (1 byte), número de mensaje (1 byte), longitud del mensaje (2 bytes), mensaje (hasta 256 bytes) y checksum para verificar la integridad del paquete (2 bytes). Cada vez que el microcontrolador solicita al transceptor LL-RXR-27 que transmita al gateway los valores de temperatura y humedad, le envía un paquete de comando indicando en el campo de mensaje estos valores. Tanto el sensor como el transceptor son dispositivos de bajo consumo de corriente que permitió crear la LPWAN con nodos de la red compactos y alimentados por baterías. Las tareas que realiza el microcontrolador, explicadas anteriormente, son llevadas a cabo por la programación que ejecuta en él y se indican en el diagrama de flujo de la figura 4.

## **El Gateway**

Los valores de temperatura y humedad transmitidos por el transceptor LL-RXR-27 son recibidos por el gateway de la LPWAN. El gateway usado es modelo LL-BST-

8 de Link Labs, el cual, conjuntamente con los transceptores LL-RXR-27 forman la LPWAN. La solución Symphony Link está compuesta por la LPWAN y el servidor en la nube de Link Labs. El gateway cuenta con dos puertos de red Ethernet. A través de un puerto Ethernet se conecta a la Internet y por medio del otro puerto se conecta localmente a una computadora. De esta forma, la red de sensores de temperatura y humedad puede ser accedida y monitoreada desde la Internet, implantando con esto la solución IoT en el invernadero.

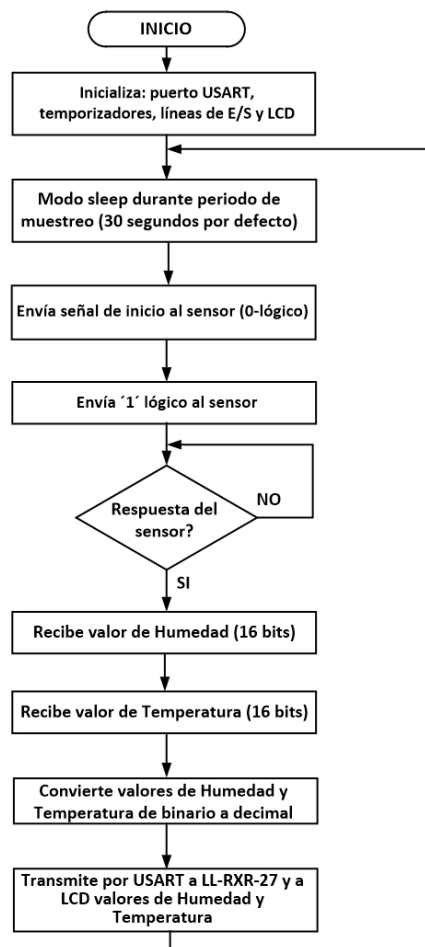


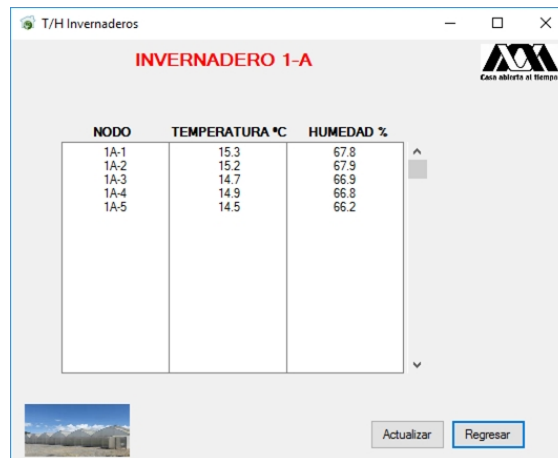
Figura 4 Diagrama de bloques de la programación del microcontrolador.

Para configurar y establecer el hostname del gateway, el método de conexión a la Internet, ya sea alámbrico o inalámbrico, y los parámetros de comunicación con los nodos de la red se usa la aplicación Prelude de Link Labs, la cual se ejecuta en una computadora y se comunica con el gateway través de un segmento de red

local. Cuando un transceptor LL-RXR-27 establece una sesión de comunicación con el gateway, la sesión se registra como aplicación de usuario en el gateway y en Prelude, y se le asigna un nombre o token usado para encriptar la información que envía el gateway al servidor de red de Symphony Link.

### La Interfaz de Usuario

La interfaz de usuario se ejecuta en una computadora conectada al servidor de red a través de la Internet. El servidor de red está alojado en los servicios de nube de Amazon. La interfaz de usuario muestra los valores de temperatura y humedad recibidos periódicamente desde cada nodo del invernadero como se indica en la figura 5. En el servidor de red se ejecuta la aplicación Conductor de Link Labs. Conductor es la plataforma de servicios de datos en la nube que puede accederse a través de un portal conectándose a la página web de Conductor. Link Labs proporciona también un conjunto de APIs para acceder los servicios de Conductor desde una aplicación o programa. La interfaz de usuario se conecta al portal de conductor y usa estos APIs para desplegar los valores de temperatura y humedad en un formato más sencillo y claro que los mostrados en el portal de Conductor.



The screenshot shows a web application window titled 'T/H Invernaderos'. The main heading is 'INVERNADERO 1-A'. Below the heading is a table with three columns: 'NODO', 'TEMPERATURA °C', and 'HUMEDAD %'. The table contains five rows of data. At the bottom of the window, there is a small image of a greenhouse and two buttons labeled 'Actualizar' and 'Regresar'.

NODO	TEMPERATURA °C	HUMEDAD %
1A-1	15.3	67.8
1A-2	15.2	67.9
1A-3	14.7	66.9
1A-4	14.9	66.8
1A-5	14.5	66.2

Figura 5 Interfaz de usuario.

Ya que Conductor puede recibir información de diferentes gateways Symphony Link que pertenecen a una LPWAN como la implantada en este trabajo, en la interfaz de usuario se puede seleccionar el invernadero cuya LPWAN se desea



mostrar los valores de temperatura y humedad. Cada vez que un gateway Symphony Link se conecta por vez primera a Conductor, se registra en Conductor y puede ser accedido desde la interfaz de usuario.

### **3. Resultados**

Los cinco nodos de la red se ubicaron en distintos puntos de un conjunto de invernaderos. En el lugar de las pruebas existen oficinas, distantes a los invernaderos, donde se dispone de conexión a la Internet. La velocidad de transmisión inalámbrica fue establecida automáticamente por el gateway en un rango de 0.183 a 37.5 kbps, dependiendo la carga de datos que maneja el gateway en ese momento. Se ejecutaron cuatro grupos de pruebas, el primer grupo tuvo como objetivo medir el alcance de la LPWAN. En la primera prueba de este grupo se conectó el gateway a la Internet en una oficina fuera de los invernaderos. Se determinó que bajo estas circunstancias el alcance de la LPWAN fue 12.5 kilómetros con línea de vista. En la segunda prueba el gateway se ubicó en otra oficina localizada a la misma distancia que la prueba anterior, pero sin línea de vista, existiendo dos edificios entre la oficina y los invernaderos. El resultado fue que no se estableció comunicación del gateway con los nodos de la red. En la tercera prueba se conectó el gateway en una oficina ubicada a 8 Kilómetros, sin línea de vista, con dos edificios entre la oficina y los invernaderos, y si se realizó la comunicación del gateway con los nodos de la red. Como se esperaba, el alcance de la LPWAN disminuye, y depende del tipo y cantidad de obstáculos que existen entre el gateway y nodos de la red. El segundo grupo de pruebas tuvo como objetivo comprobar la exactitud de temperatura medida por el sensor DHT22. Para llevar a cabo estas pruebas, se varió la temperatura del sensor artificialmente con un calentador y se midió con un termómetro analógico para compararla con la reportada en la interfaz de usuario. El fabricante indica una exactitud de  $\pm 0.5$  °C, la cual se mantuvo hasta los 65 °C. Después de este valor, al aumentar la temperatura, la diferencia de temperatura entre la reportada por el sensor y la medida con el termómetro aumenta proporcionalmente como se muestra en la figura 6.

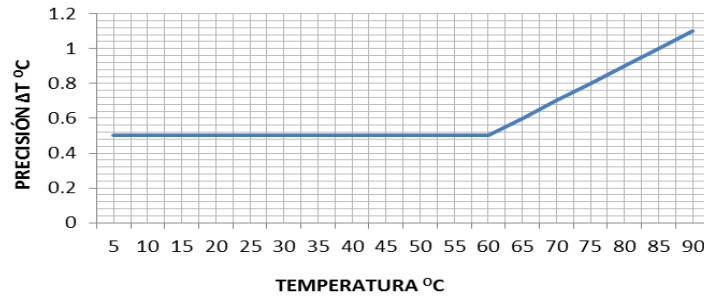


Figura 6 Exactitud en la temperatura medida por el sensor DHT22.

De manera similar, el tercer grupo de pruebas tuvo como objetivo comprobar la exactitud de la humedad relativa entregada por el sensor. En estas pruebas se varió artificialmente la humedad y se midió con un dispositivo adicional para compararla con el valor entregado por el sensor. El fabricante indica una precisión de  $\pm 2\%$  RH. Esta precisión se mantuvo hasta un valor de 80% RH y después de este valor aumentó proporcionalmente hasta la última medida realizada de 90% RH, como se indica en la figura 7. A pesar de que los valores de temperatura y humedad entregados por el sensor no son exactos al aumentar el parámetro medido, puede considerarse adecuado el sensor usado, ya que la temperatura en un invernadero no es mayor a 45 °C en la mayoría de los casos y la humedad comúnmente es menor a 70%.

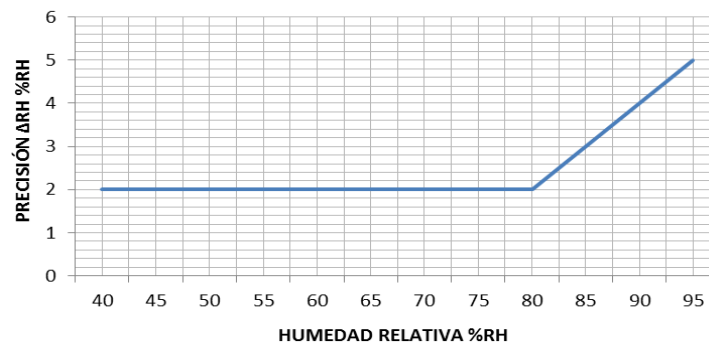


Figura 7 Exactitud en la humedad relativa medida por el sensor DHT22.

El último grupo de pruebas tuvo como objetivo medir el desempeño de la LPWAN en base a la velocidad de transmisión, cantidad de nodos y tramas perdidas en la transmisión entre el gateway y los nodos de la red. Para realizar estas pruebas inicialmente se usó solo un nodo de la LPWAN, el cual se ubicó a diferentes distancias del gateway y se modificó la velocidad de transmisión entre el nodo y el

gateway usando la aplicación Prelude. Se realizó además un programa, ejecutado por el microcontrolador del nodo, en el que el nodo transmitió continuamente cada segundo los valores de temperatura y humedad leídos desde los sensores. Los resultados mostraron que a menor velocidad de transmisión, el transceptor del nodo tiene mayor alcance. Al configurar la velocidad más baja de 183 bps se logró un alcance de 18 kilómetros con línea de vista, mayor al logrado en el primer conjunto de pruebas. Conforme se aumentó la velocidad el alcance disminuyó hasta 11.5 kilómetros usando la velocidad máxima de 37.5 kbps. Las velocidades utilizadas fueron 183, 366, 732, 1,464, 2,928, 5,856, 11,712, 23,424 y 37,500 bps, como se indica en los resultados mostrados en la figura 8.

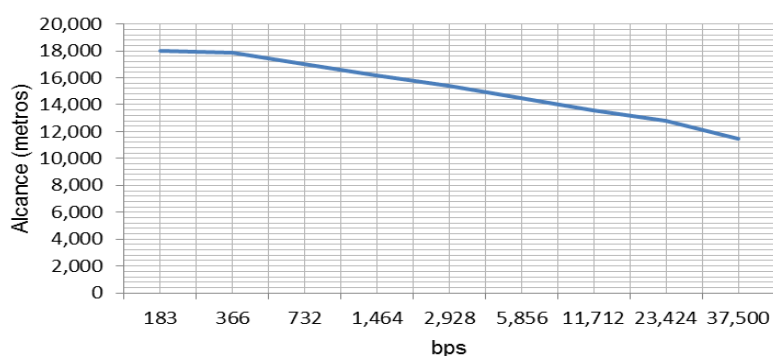


Figura 8 Alcance de la LPWAN.

Adicionalmente, durante este conjunto de pruebas se midió la cantidad de tramas perdidas en la transmisión usando el analizador de protocolos Wireshark configurado en modo promiscuo y ejecutándose en una computadora conectada inalámbricamente al segmento de la LPWAN. Los resultados indicaron que usando la velocidad de 183 bps se perdían 1 de cada 500 tramas transmitidas (0.2%). Esa cantidad aumentó hasta perder 8 de cada 500 tramas transmitidas (1.6%) al usar la velocidad de 37,500 bps, lo cual confirma que a mayor velocidad el alcance de la LPWAN disminuye. Finalmente, para complementar este grupo de pruebas, se incorporaron los cuatro nodos restantes a la LPWAN transmitiendo continuamente los valores de temperatura y humedad. La cantidad de tramas perdidas usando 183 bps fue 2 de cada 500 tramas transmitidas (0.4%) y 9 de cada 500 tramas transmitidas (1.8%) a la velocidad de 37,500 bps. Link Labs

recomienda que el gateway administre los parámetros de comunicación con los transceptores, sin embargo, se realizaron estas pruebas para mostrar que el aumento en la cantidad de nodos de la LPWAN no impacta significativamente en el rendimiento de esta y lo que impacta en el alcance es la velocidad.

#### **4. Discusión**

Es importante indicar dos puntos de este trabajo: el primero es que se usó una solución propietaria como lo es Symphony Link, lo cual permitió obtener una LPWAN de IoT de forma sencilla, rápida y eficiente, disminuyendo el tiempo y costo de implantación. Se dispone del servidor de red y soporte de Link Labs para desarrollos adicionales. Es una solución IoT adecuada para Latinoamérica donde no existen operadores de LPWAN públicas y la mejor forma de conectar a Internet una red LoRa es a través de un gateway. El segundo punto es la arquitectura de los nodos de la red. En este trabajo se instalaron nodos de la red en diferentes ubicaciones de un invernadero. Cada nodo de la red tiene un microcontrolador. El esquema alterno sería colocar solo un nodo de red en un invernadero y conectar los sensores DHT22 al microcontrolador a través del bus serie 1-wire. El alcance del microcontrolador al sensor sería 100 metros y disminuiría el costo de la LPWAN. Sin embargo, la forma de cómo se diseñaron los nodos en este trabajo, permite que cada nodo tenga solo un sensor y pueda moverse e instalarse de manera independiente de los otros. La distancia entre el microcontrolador y sensor no es mayor a 1.5 metros y por lo tanto la ubicación del punto de medida puede determinarse con mayor exactitud que la solución alterna, ya que, en ésta última, los sensores estarían ubicados en un rango de 100 metros del microcontrolador.

#### **5. Conclusiones**

Se obtuvo un sistema que mide remotamente la temperatura y humedad, basado en una LPWAN fácil de instalar, usar y mantener. Es una solución escalable porque el gateway puede comunicarse con 64,536 nodos máximo. Si es necesario reportar temperatura y humedad de invernaderos localizados en otro lugar, solo tiene que instalarse una LPWAN, como la aquí desarrollada, en cada

invernadero. La interfaz de usuario mostrará la temperatura y humedad seleccionando el gateway correspondiente al invernadero deseado. Finalmente, una mejora a este trabajo es aumentar alcance del LPWAN, adicionando y configurando un módulo LL-RXR-27 repetidor entre gateway y nodos de la red.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Abutalipov, R. N., Bolgov, Y.V. & Senov, H. M. Flowering plants pollination robotic system for greenhouses by means of nano copter (drone aircraft). IEEE Conference on Quality Management, Transport and Information Security, Information Technologies (IT&MQ&IS) Proceedings. Nalchik, Russia, October 2016.
- [2] Athukorala, S., Weeraratne, S. & Jayathilaka, D. Affordable real-time environment monitoring system for greenhouses. Manufacturing & Industrial Engineering Symposium (MIES) Proceedings. Colombo, Sri Lanka, October 2016.
- [3] Dayioglu, M. A. Development of real-time wireless monitoring system for greenhouses: Industrial Bluetooth application. 22nd Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU) Proceedings. Trabzon, Turkey, April 2014.
- [4] Durmus, H., Günes, E. O. & Kirci, M. Data acquisition from greenhouses by using autonomous mobile robot. Fifth International Conference on Agro-Geoinformatics (Agro-Geoinformatics) Proceedings. Tianjin, China, July 2016.
- [5] Mavropoulos, O., Mouratidis, H. & Fish, A. ASTo: A tool for security analysis of IoT systems. IEEE 15th International Conference on Software Engineering Research, Management and Applications (SERA) Proceedings. London, UK, June 2017.
- [6] Ismail, M. T., Ismail, M. N. & Sameon, S. S. Wireless Sensor Network: Smart greenhouse prototype with smart design. 2nd International Symposium on Agent, Multi-Agent Systems and Robotics (ISAMSR) Proceedings. Bangi, Malaysia, Agosto 2016.

- [7] Cambra, C., Sendra, S. & Lloret, J. An IoT service-oriented system for agriculture monitoring. IEEE International Conference on Communications (ICC) Proceedings. Paris, France. May 2017.
- [8] Bardyn, J. P., Melly, T. & Seller, O. IoT: The era of LPWAN is starting now. ESSCIRC Conference 2016: 42nd European Solid-State Circuits Conference Proceedings. Lausanne, Switzerland, September 2016.
- [9] Hanggoro, A., Putra, M. A. & Reynaldo, R. Greenhouse monitoring and controlling using Android mobile application. International Conference on QiR (Quality in Research) Proceedings. Yogyakarta, Indonesia, June 2013.
- [10] Leong, K. S., Chze, P. L. & Wee, A. K. A multi-factors security key generation mechanism for IoT. Ninth International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN) Proceedings. Milan, Italy, July 2017.
- [11] Li, Y. W. & Pang, Y. Based on the ZigBee greenhouse grey trend prediction control. International Conference on Machine Learning and Cybernetics (ICMLC) Proceedings. Jeju, South Korea, July 2016.
- [12] Luo, Q., Qin, L. & Li, X. The implementation of wireless sensor and control system in greenhouse based on ZigBee. 35th Chinese Control Conference (CCC) Proceedings. Chengdu, China, July 2016.
- [13] Papadopoulos, G. Z., Matsui, T., Thubert, P. & Texier, G. Leapfrog collaboration: Toward determinism and predictability in industrial-IoT applications. IEEE International Conference on Communications (ICC) Proceedings. Paris, France, May 2017.
- [14] Tian, Y. W., Zheng, P.H. & Shi, R. Y. The Detection System for Greenhouse Tomato Disease Degree Based on Android Platform. 3rd International Conference on Information Science and Control Engineering (ICISCE) Proceedings. Beijing, China, July 2016.
- [15] Yamakami, T. A dimensional framework to evaluate coverage of IoT services in city platform as a service. International Conference on Service Systems and Service Management Proceedings. Dalian, China, June 2017.

# INVENTARIO DE MÁQUINAS EXPENDEDORAS USANDO UNA LPWAN

***José Ignacio Vega Luna***

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco

*vlji@correo.azc.uam.mx*

***Mario Alberto Lagos Acosta***

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco

*vlji@correo.azc.uam.mx*

***Gerardo Salgado Guzmán***

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco

*vlji@correo.azc.uam.mx*

***Víctor Noé Tapia Vargas***

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco

*vlji@correo.azc.uam.mx*

***Francisco Javier Sánchez Rangel***

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco

*vlji@correo.azc.uam.mx*

***José Francisco Cosme Aceves***

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco

*vlji@correo.azc.uam.mx*

## **Resumen**

Se presenta un sistema que permite visualizar desde la Internet el inventario de máquinas expendedoras de productos (vending machine) conectadas a una red de área amplia de baja potencia (LPWAN). El sistema consiste de tres nodos y una puerta de enlace o gateway. Cada nodo conecta una máquina expendedora con el gateway. En cada venta, el nodo transmite inalámbricamente al gateway el

identificador del producto y la cantidad disponible del mismo. El gateway envía esta información a un servidor ubicado en la nube. El administrador de las máquinas puede visualizar el inventario de productos usando una interfaz de usuario que se ejecuta en una computadora conectada a la Internet. Cada nodo de la LPWAN se compone de un transceptor LL-RXR-27 y una tarjeta Arduino Due. La LPWAN se conecta al servidor de red ubicado en los servicios web de Amazon. La máquina expendedora más lejana se ubicó a 384 metros del gateway y el alcance de los transceptores fue 19 Kilómetros.

**Palabras Claves:** Arduino Due, máquinas expendedoras, puerta de enlace, red de área amplia, transceptor.

## **Abstract**

*This paper presents a system that allows to visualize from the Internet the inventory of vending machines connected to a low power wide area network (LPWAN). The system consists of three nodes and one gateway. Each node connects a vending machine with the gateway. In each sale, the node transmits wirelessly to the gateway the product identifier and the available quantity of the same. The gateway sends this information to a server located in the cloud. The machine manager can view the inventory of products using a user interface that runs on a computer connected to the Internet. Each node of the LPWAN consists of an LL-RXR-27 transceiver and an Arduino Due card. The LPWAN connects to the network server located on Amazon web services. The most distant vending machine was located 384 meters from the gateway and the reach of the transceivers was 19 Kilometers.*

**Keywords:** Arduino Due, gateway, LPWAN, transceiver, vending machine.

## **1. Introducción**

Una máquina expendedora de productos es un dispositivo que proporciona bienes de consumo diferentes a clientes. En inglés se les conoce como vending machine o simplemente vending. Hoy en día este tipo de máquinas proporcionan una variedad de productos, desde bebidas, aperitivos, golosinas, boletos para



medios de transporte, y hasta vales para adquirir otros productos. La ventaja de este tipo de máquinas es que pueden vender sin la presencia de un dependiente que cobre los productos y su disponibilidad en cualquier momento. Son diversas las formas de pago que aceptan las máquinas y para surtir los productos que expenden, periódicamente un empleado acude al lugar donde están instaladas para realizar el inventario y depositar los productos faltantes [Gruen, 2016]. Este procedimiento tiene demasiados inconvenientes que generan pérdidas de ganancias y clientes a las empresas que manejan este tipo de máquinas.

En los últimos años se han llevado a cabo mejoras en la operación y manejo de vending machines para hacer más eficiente y redituable su uso. Se han realizado trabajos enfocados a tres aspectos: validación de efectivo, aceptación de diversas formas de pago y disminución de consumo de energía. En lo que respecta al primer punto, los trabajos han tenido como objetivo validar billetes y monedas más rápidamente y confiablemente para no aceptar billetes falsos o elementos metálicos que puedan pasar como una moneda [Roomi, 2015]. Se han realizado también trabajos para que las máquinas acepten además de efectivo, tarjetas bancarias y de servicios, así como pagos con teléfonos inteligentes [Lin, 2009]. Donde más se han realizado trabajos es en el tema de consumo de energía, ya que las máquinas expendedoras trabajan los 365 días del año y gran parte del tiempo no están realizando transacciones con el cliente. Se les han incorporado sensores de presencia o proximidad de personas para encender su sistema de iluminación cuando el cliente se acerque o esté frente a ellas [Kim, 2014], [Park, 2011], inclusive se han realizado trabajos que incorporan lógica difusa que genera estadísticas de uso y consumo de productos de clientes donde están instaladas [Verma, 2016], [Dela, 2015], por ejemplo, el sistema de control determina las horas de mayor demanda de la máquina para encender sistemas de enfriamiento e iluminación y compresores de aire [Wenshan, 2015]. En lo referente al control de inventario de productos de una máquina expendedora, sigue realizándose de forma manual. Un empleado revisa periódicamente la cantidad de productos de la máquina y en base a su criterio toma la decisión de reabastecerla y actualizar manualmente el registro de productos vendidos y productos puestos en la

máquina, en el mejor de los casos se ayuda de un dispositivo electrónico portátil o hand-held. En muchos lugares públicos, empresas, escuelas o edificios de oficinas se encuentran instaladas varias máquinas expendedoras por lo que el inventario del empleado que las reabastece puede tener errores. Esto causa que la empresa que opera las máquinas expendedoras no tenga en línea el inventario de cada una de ellas y no pueda determinar rápidamente si un producto ya se agotó o esté a punto de agotarse, causando demoras en el abastecimiento y pérdidas a la empresa, además de gastos adicionales derivados del desplazamiento de empleados que las supervisan. Algunas máquinas expendedoras cuentan con un puerto Ethernet para conectarse a la Internet y validar medios de pago [Siebenhandl, 2013], [Park, 2009], pero, dependiendo donde se encuentren instaladas, no siempre es posible conectarlas, ya que en ocasiones realizar el cableado de red no está permitido o es muy complicado. La solución a esto, es conectar la máquina inalámbricamente a un punto de acceso a la Internet.

El origen del trabajo aquí presentado fue la necesidad de una empresa administradora de máquinas expendedoras de poder determinar en línea el inventario de las máquinas instaladas en diferentes empresas y plazas comerciales y surtir, tan rápido como sea posible, los productos agotados o que estén a punto de agotarse y evitar las pérdidas de ganancias que actualmente son de \$1,500.00 por máquina. Para ayudar a lograr lo anterior, este trabajo tuvo como objetivo mostrar en una interfaz de usuario el inventario de productos en máquinas expendedoras distribuidas en un área geográfica de tamaño medio usando una red de área amplia de baja potencia (LPWAN-Low Power Wide Area Network) y poder surtir inmediatamente los productos agotados. En su realización no se modificó ni la circuitería electrónica ni los mecanismos de manejo de productos de las máquinas expendedoras.

Cada máquina tiene una tarjeta electrónica que genera un pulso cuando cae en la bandeja de salida un producto vendido, la tarjeta electrónica entrega también, a través de una línea serie, el código del producto vendido y la cantidad restante de ese producto. Tanto la línea de salida del pulso como la línea serie se conectaron a un sistema digital construido en este trabajo e instalado en cada máquina. El

sistema digital transmite inalámbricamente la información que recibió de la máquina al gateway de la LPWAN. El gateway concentra la información enviada desde cada máquina expendedora y la transmite por la Internet a un servidor localizado en la nube. Desde una aplicación ejecutándose en una computadora, el administrador de las máquinas puede acceder la información registrada en el servidor de la nube para desplegar en una interfaz de usuario la cantidad de productos que tiene la máquina expendedora. Cada sistema digital es un nodo o dispositivo terminal de la LPWAN.

Las LPWAN no es una tecnología nueva. Se han hecho más populares debido a que en los últimos años, la cantidad de sensores, controladores y dispositivos conectados a la Internet para monitorear dispositivos terminales se ha incrementado considerablemente [Gonchigsumlaa, 2015]. El dispositivo terminal, que puede ser un termostato, la chapa de una puerta, un rastreador GPS, un sensor, un refrigerador o una lavadora de vajillas, se conecta a Internet sin el uso de tecnologías tradicionales como WiFi, Bluetooth, ZigBee o celular. Han surgido tecnologías y redes más inteligentes para la comunicación de estos dispositivos terminales. Una de estas tecnologías es conocida como Internet de las Cosas (IoT-Internet Of Things), y está basada en redes LPWAN. Algunas LPWAN usan el protocolo LoRa (Long Range). El protocolo abierto LoRa fue desarrollado por LoRa Alliance para crear LPWAN para el mercado de IoT, para aplicaciones máquina a máquina (M2M-Machine-to-Machine) y para operadores de redes inalámbricas que usan el espectro sin licencia para comunicar dispositivos IoT a través de su red [Lo, 2013]. LoRa usa el procesador de señales digitales SX1301, fabricado por Semtech, y define la capa física del modelo OSI, o modulación inalámbrica, para realizar el enlace de comunicación de larga distancia. Las LPWAN que usan el protocolo LoRa se les denomina LoRaWAN. Usan comunicación de radio de baja potencia que permite establecer conexiones de largo alcance transmitiendo pequeñas cantidades de información a baja velocidad para lograr mayor tiempo de vida de baterías. El protocolo de comunicación y la arquitectura del sistema de red LoRaWAN determinan además la capacidad de la red, calidad del servicio, seguridad y variedad de aplicaciones soportadas.

Muchos sistemas inalámbricos usan en la capa física modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK) por su eficiencia en el consumo de potencia. Las LPWAN están dirigidas a soportar la mayor parte de millones de dispositivos que integran la IoT, algunas se basan en LoRa y utilizan modulación de espectro ensanchado (CSS-Chirp Spread Spectrum) para codificar múltiples bits por símbolo para empaquetamiento y corrección errores, manteniendo la característica de bajo consumo de energía de FSK pero con incremento significativo de alcance. La modulación CSS ha sido usada por décadas en comunicaciones militares y espaciales por su robustez a la interferencia y cobertura y LoRa es la primera implantación de bajo costo para uso comercial. Una red basada en tecnología LoRa proporciona mayor cobertura que las redes inalámbricas celulares existentes. Varios operadores de redes móviles han complementado su oferta de redes inalámbricas/celulares con LoRaWAN ya que es fácil integrarla a la infraestructura existente para ofrecer a los clientes soluciones basadas en aplicaciones de IoT alimentadas por baterías. Proveedores de sensores y puntos de acceso de aplicaciones IoT han incorporado en sus soluciones transceptores RF LoRa para transmitir información a distancias grandes usando mínima potencia. Las principales características técnicas de LoRaWAN son las siguientes: arquitectura de estrella, potencia de transmisión 140 a 160 dBm con lo cual se pueden alcanzar distancias de varios kilómetros y tiempo de vida de baterías corto.

La LPWAN implantada en este trabajo es del tipo Symphony Link. Symphony Link es un protocolo estandarizado desarrollado por Link Labs para usuarios que necesitan comunicación inalámbrica de larga distancia con rendimiento no disponible en LoRaWAN. Symphony Link está construido sobre la tecnología de modulación CSS de la capa física de LoRa. Es una especificación alterna a LoRaWAN. LoRaWAN es el protocolo de red público desarrollado por LoRa Alliance para operadores de redes de IoT. Symphony Link presenta las siguientes ventajas sobre LoRaWAN: tiene la habilidad de enviar archivos grandes a una cantidad extensa de nodos de la red al mismo tiempo, con esto se puede actualizar el firmware de dispositivos de la red en línea (en el aire) y funcionando,

es un protocolo síncrono, los repetidores permiten al usuario expandir el rango de la red sin aumentar la latencia y su costo es mucho menor al de un punto de acceso de LoRaWAN, permitiendo a los usuarios cubrir áreas más grandes sin invertir miles de dólares en infraestructura. Usando las características asíncronas, como por ejemplo ranuras, coordinación y transmisión de nodos, una red Symphony Link tiene más de 4 veces la capacidad de una red LoRaWAN. La implantación de una red Symphony Link no requiere identificador de red de LoRa Alliance, el cual puede costar hasta \$20,000 USD por año. Symphony Link no interfiere con LoRaWAN y viceversa y no requiere costo de membresía a LoRa Alliance.

Las LPWAN, como Symphony Link, se usan cuando se requiere ancho de banda pequeño y no son suficientes las características de redes inalámbricas tradicionales, las cuales tienen alcance reducido, por otro lado, redes como las celulares M2M son costosas y consumen gran cantidad de energía. La tecnología LPWAN está dirigida a conectar dispositivos que transmitan cantidades pequeñas de información a largas distancias y pocas veces desde ambientes variables, manteniendo larga la vida de las baterías. Algunas aplicaciones de IoT solo necesitan transmitir cantidades pequeñas de datos, como por ejemplo sensores de un estacionamiento que solo transmiten cuando existe un lugar vacío o cuando ha sido ocupado. Los nodos terminales pueden estar situados hasta 40 Kilómetros del gateway, la velocidad de transmisión es desde unos cuantos bits por segundo hasta 5 Kbps, comúnmente solo de 20 a 256 bytes por mensaje varias veces al día, por lo que la duración de la batería es entre 5 y 10 años. Una LPWAN es de baja latencia, lo cual no es un factor clave en aplicaciones de IoT, los módulos de radio son de precio bajo, usa menos puntos de acceso que otras tecnologías inalámbricas para cubrir áreas amplias y tiene buena penetración al usar frecuencias menores a 1 GHz. en la banda ISM.

## **2. Métodos**

La metodología usada en el desarrollo de este sistema consistió en dividirlo en cuatro módulos: la interfaz con la máquina expendedora, el nodo de la LPWAN, el

gateway y la interfaz de usuario. En la figura 1 se muestra el diagrama de bloques del sistema. El diseño y operación de cada módulo se explican a continuación.

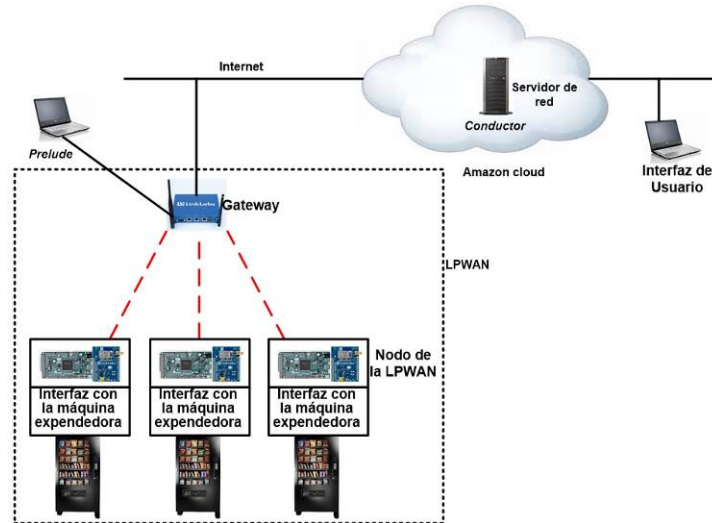


Figura 1 Diagrama de bloques de la LPWAN.

### La Interfaz con la Máquina Expendedora

La máquina expendedora tiene un sensor piezoeléctrico instalado bajo la charola de entrega del producto. El sensor está conectado a un circuito del sistema electrónico de la máquina que genera un pulso negativo cuando un producto cae en la charola. En la figura 2 se indica el sistema electrónico de la interfaz con la máquina expendedora.

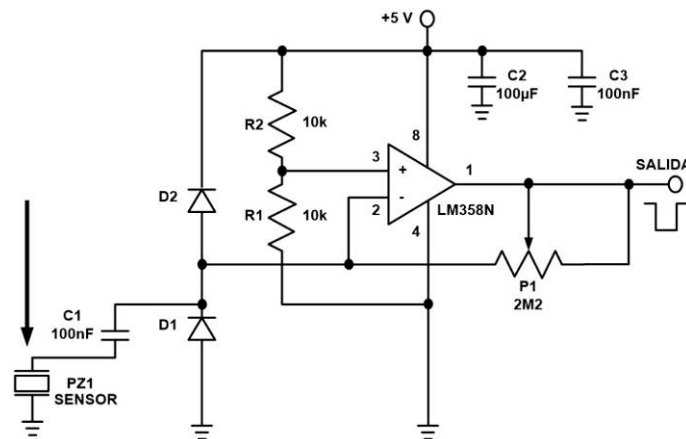


Figura 2 Circuito del sensor piezoeléctrico.

El sistema electrónico está compuesto por un amplificador operacional que produce el pulso con duración de 10 milisegundos y amplitud de 3 V. El pulso alimenta a la interfaz construida en este módulo y su tarea es aumentar la duración del pulso a 100 milisegundos para que el sistema digital de la siguiente etapa, el nodo de la LPWAN, pueda reconocerlo adecuadamente. La interfaz con la máquina expendedora está compuesta por un circuito 555 como se muestra en la figura 3.

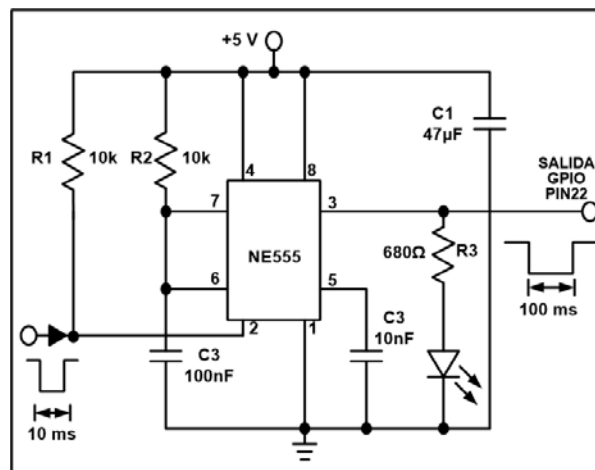


Figura 3 Circuito de la interfaz con la máquina expendedora.

### El Nodo de la LPWAN

Cada nodo de la LPWAN es un sistema digital compuesto por una tarjeta Arduino Due y un transceptor LL-RXR-27 como se indica en la figura 4. La tarjeta Arduino Due está basada en el microcontrolador Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3 de 32 bits de 84 MHz. Tiene memoria flash de 512 KB, memoria SRAM de 96 KB, reloj de 84 MHz, 54 terminales de entradas/salidas digitales (de las cuales 12 se pueden usar como salidas PWM), 12 entradas analógicas, 4 puertos serie UART, un puerto USB OTG (On-The-Go), 2 convertidores digital-analógicos y un controlador de DMA que puede liberar a la CPU de realizar tareas intensivas de memoria. Su voltaje de operación es de 3.3 V. El puerto USB OTG, le permite a la tarjeta Arduino Due trabajar en arquitectura maestro/esclavo, actuando como host cuando es el dispositivo maestro del bus USB y como dispositivo USB cuando actúa como esclavo.

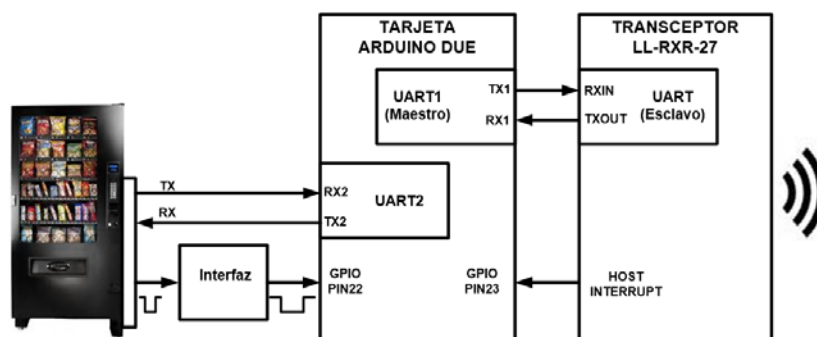


Figura 4 Diagrama de bloques del nodo de la LPWAN.

El pulso de salida de la interfaz con la máquina expendedora se conectó a una entrada digital de la tarjeta Arduino Due y la terminal serie de salida de la tarjeta electrónica de la máquina se conectó a un puerto serie UART de la tarjeta Arduino Due. Por este puerto serie, la tarjeta Arduino Due recibe dos bytes. El primer byte indica el código del producto vendido, y el segundo contiene la cantidad de productos que tiene la máquina. Para transmitir los dos bytes recibidos al gateway de la LPWAN, un segundo puerto serie UART de la tarjeta Arduino Due se conectó al puerto UART del transceptor LL-RXR-27.

El transceptor LL-RXR-27 es un radio multi-banda bidireccional de Link Labs. Es compatible con redes públicas LoRaWAN 1.0 y con redes privadas de área amplia Symphony Link. Está optimizado para usarse en las bandas de frecuencia de 915 MHz ISM u 868 MHz. Usa modulación LoRa de Semtech para maximizar el alcance al mismo tiempo que minimiza el consumo de energía e interferencia. Los principales componentes del transceptor LL-RXR-27 son los siguientes: procesador de señales digitales Semtech SX1276, microcontrolador de 32 bits Renesas R5F51116ADNE, convertidor USB-UART CP2104, conector para Arduino y conector para Raspberry Pi B+. El procesador SX1276 implanta la capa física usando modulación LoRa mientras que el firmware del microcontrolador RX111 implanta la pila de protocolos de red y la interface de comandos para la comunicación con un host externo. Las características principales de operación del transceptor LL-RXR-27 son las siguientes: alimentación de 3.5 a 5.5 V, antena integrada, sensibilidad  $>-155$  dBm, puerto serie UART, modulación por espectro ensanchado digital LoRa, consumo de corriente  $<1$  uA en reposo, 480 mA en



transmisión, 40 mA en recepción, memoria flash de 256 KB, memoria RAM de 32 kB, potencia máxima de transmisión 23 dBm, velocidad de transmisión RF de 183 bps a 37.5 kbps y velocidad de transmisión del UART de 115,200 bps. El LL-RXR-27 está diseñado para ser controlado por un host externo usando el puerto serie UART. El host implanta la interfaz de comunicación entre ambos dispositivos usando un protocolo maestro/esclavo. En este trabajo el host externo es un microcontrolador que realiza las funciones de maestro y el transceptor LL-RXR-27 las de esclavo. El protocolo permite tanto al maestro como al esclavo iniciar el intercambio de información. La interfaz tiene dos tipos de mensajes: paquetes de comando y paquetes de respuesta. El maestro siempre envía paquetes de comando, mientras que el esclavo siempre transmite paquetes de respuesta. Cuando el maestro envía un paquete debe esperar que el esclavo envíe un paquete de respuesta antes de transmitir otro paquete de comando. El esclavo debe responder con un paquete de respuesta dentro de los siguientes 300 ms después de recibir un paquete de comando. El transceptor LL-RXR-27 es un esclavo y no puede iniciar una transacción con el maestro. Cualquier dato enviado por el esclavo al maestro debe realizarse usando una solicitud de interrupción. Cuando el esclavo solicita la interrupción al maestro, por medio de la terminal de salida Host Interrupt, el host envía un comando al módulo solicitándole el código de la interrupción. Dependiendo del código, el maestro podrá enviar al esclavo comandos para continuar el intercambio de información y atender la interrupción. Los paquetes de comando consisten de los siguientes campos: preámbulo (4 bytes), inicio de trama (1 byte), tipo de comando (1 byte), número de mensaje (1 byte), longitud del mensaje (2 bytes), mensaje (hasta 256 bytes) y checksum para verificar la integridad del paquete (2 bytes)

La razón de utilizar la tarjeta Arduino Due fue que la mayoría de tarjetas Arduino solo tienen una interfaz serie y ésta generalmente se usa para comunicar la tarjeta con una computadora y transferirle el firmware desde el ambiente de desarrollo (IDE) de Arduino. La tarjeta Arduino Due tiene varios puertos serie, uno de ellos se conectó al puerto UART del transceptor Symphony Link LL-RXR-27 y otro a la salida serie de la máquina expendedora.

Otra razón por la que se usó la tarjeta Arduino Due fue que Link Labs proporciona bibliotecas para comunicar la tarjeta Arduino con el transceptor LL-RXR-27. La programación del microcontrolador de la tarjeta Arduino se realizó de forma tal que después de inicializar variables, configurar los puertos UART y terminales de entrada/salida digitales, el microcontrolador pasa al modo SLEEP\_MODE\_PWR\_DOWN. El microcontrolador despierta cuando recibe el pulso de la interfaz con la máquina expendedora a través de la terminal de entrada digital GPIO PIN22. Al despertar, el microcontrolador reasume la ejecución del programa y recibe el código del producto y cantidad disponible por medio del UART1. Posteriormente, el microcontrolador envía al transceptor LL-RXR-27 un mensaje con la información recibida de la máquina y regresa al modo SLEEP\_MODE\_PWR\_DOWN. En la figura 5 se muestra el diagrama de flujo de la programación del microcontrolador de la tarjeta Arduino Due.

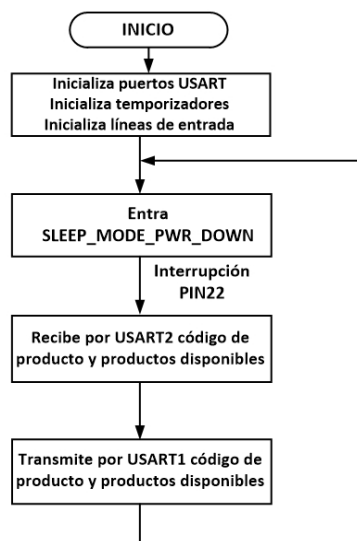


Figura 5 Diagrama de bloques de la programación de la tarjeta Arduino Due.

## El Gateway

El gateway usado es modelo LL-BST-8 de Link Labs, el cual, en conjunto con los transceptores LL-RXR-27 y el servidor en la nube de Link Labs, forman la LPWAN Symphony Link. El gateway cuenta con dos puertos de red Ethernet. Un puerto Ethernet se conecta a la Internet y el otro puerto se conecta localmente a una computadora. En ésta se ejecuta la aplicación Prelude de Link Labs, usada

para configurar y establecer el hostname del gateway, el método de conexión a la Internet (alámbrico o inalámbrico) y los parámetros de comunicación con los nodos de la red. A la comunicación del gateway con cada transceptor LL-RXR-27, se le denomina aplicación de usuario, la cual es registrada en el gateway al establecer comunicación con cada nodo. Prelude permite también asignar un nombre o token a cada aplicación de usuario el cual es usado para encriptar la información que envía el gateway al servidor de red y que fue transmitida por cada nodo Symphony Link. En la figura 6 se muestra el gateway LL-BST-8.



Figura 6 Gateway LL-BST-8.

### La Interfaz de Usuario

Por medio de la interfaz de usuario, el administrador de las máquinas expendedoras puede conectarse, a través de la Internet, al servidor de red de Link Labs ubicado en la nube. La interfaz fue realizada en Visual Basic y Python 3.6.0 y muestra al administrador la cantidad de productos disponibles en cada máquina expendedora que está conectada a un gateway de una LPWAN seleccionada como se indica en la figura 7.



INVENTARIO MAQUINA: UAM-H-05

PRODUCTO	CANTIDAD	FECHA-HORA
F3246	15	17/01/17-18:56:08
F5642	10	17/01/17-19:08:10
F5890	03	17/01/17-19:10:02
F5987	02	17/01/17-18:15:12
F5997	11	17/01/17-18:17:11
G1289	10	17/01/17-18:20:22
G2345	07	18/01/17-09:12:10
G2346	01	18/01/17-09:15:33
G3456	12	18/01/17-09:21:12
G7896	14	18/01/17-09:25:45
J5432	11	18/01/17-09:28:50
J7863	09	18/01/17-09:30:15
K7654	07	18/01/17-09:45:01
L8765	12	18/01/17-09:52:34
M7654	11	18/01/17-09:57:33
P5437	10	18/01/17-09:59:52

Actualizar Regresar

Figura 7 Interfaz de usuario del sistema.

En el servidor de red se ejecuta la aplicación Conductor. Ésta es la plataforma de servicios de datos de Link Labs basada en la nube. Es una suite de servicios que permite a los usuarios de Link Labs administrar la configuración y acceder los datos de redes Symphony Link mediante APIs. Conductor se encuentra en los servicios web de Amazon (la nube). Antes de que la interfaz de usuario muestre por primera vez el inventario de productos de cada máquina, el administrador debe conectarse previamente a la página web de Conductor y registrar el gateway de la red Symphony Link donde está conectada la máquina. El gateway notifica a Conductor su presencia y estado cada vez que se conecta a la Internet. La interfaz de usuario solo permite consultar inventario de máquinas conectadas a un gateway registrado previamente en Conductor. De esta forma, la interfaz de usuario permite acceder diferentes LPWAN y el inventario de las máquinas conectadas a ellas.

### **3. Resultados**

Se construyeron tres nodos de la LPWAN con la misma arquitectura. Cada nodo se ubicó en una máquina expendedora diferente. La primera prueba realizada consistió en localizar las máquinas en diferentes puntos en un campus universitario como se indica en la figura 8. La primera máquina se localizó a 168 metros, la segunda a 372 metros, la última a 384 metros del gateway. No se tuvo problema en la comunicación en la LPWAN. La segunda prueba tuvo como objetivo determinar el alcance de la LPWAN, para lo cual se movió un nodo, sin máquina expendedora, a diferentes ubicaciones. El alcance logrado fue 10,798 metros con línea de vista, 8,895 metros ubicando el nodo en una posición donde existen tres edificios entre el nodo y el gateway y 8,200 metros con cuatro edificios. La tercera prueba tuvo como objetivo determinar el alcance de la LPWAN a diferentes velocidades de transmisión. En la LPWAN construida la velocidad de transmisión la establece automáticamente el gateway en un rango de 183 bps a 37.5 kbps, dependiendo la carga de datos que maneja en ese momento.

Para realizar esta prueba se modificó la velocidad de transmisión entre un nodo y el gateway usando Prelude. Los resultados mostraron que a menor velocidad de

transmisión, los transceptores de los módulos LL-RXR-27 tienen mayor alcance. Al configurar la velocidad más baja de 183 bps se logró un alcance de 19,354 metros con línea de vista, mayor al de la segunda prueba, como se muestra en la gráfica de la figura 9.



Figura 8 Ubicación de máquinas expendedoras.

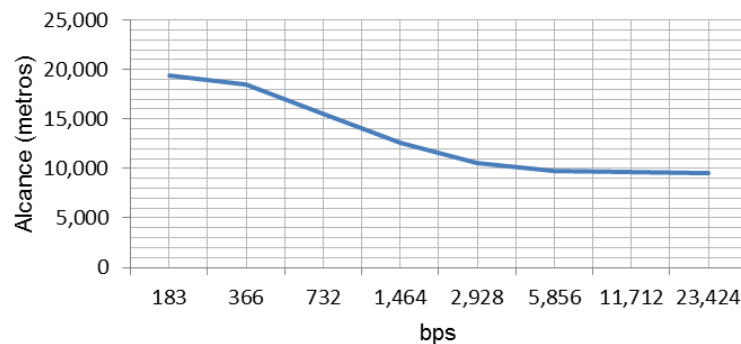


Figura 9 Alcance de los transceptores LL-RXR-27.

No es común modificar esta velocidad, de hecho Link Labs recomienda que el gateway administre los parámetros de comunicación con los transceptores, sin embargo, se realizó esta prueba para verificar como influye la velocidad usada en la capa física LoRa en el alcance de la LPWAN.

En cuanto a los resultados cuantificables logrados al usar el sistema aquí presentado, anteriormente, en la empresa para la cual se realizó el trabajo, se realizaban dos visitas a la semana a las máquinas expendedoras. En algunas máquinas se agotaban ciertos productos antes de la siguiente visita, por ejemplo, en escuelas las que más rápidamente se venden son las bebidas y en edificios de oficinas son los dulces. Antes de usar este sistema, las pérdidas estimadas eran

de \$1,500.00 diarios en cada máquina, las cuales se eliminaron al surtir casi de forma inmediata los productos agotados en las máquinas en las que se implantó este sistema. Con los resultados obtenidos, la empresa tiene planeado implantar 5 LPWAN, cada una con 10 máquinas, esperando obtener una ganancia estimada de \$75,000.00 diarios.

#### **4. Discusión**

La solución Symphony Link permitió implantar una LPWAN de IoT de forma sencilla, rápida y eficiente. Aunque es una solución propietaria de Link Labs su costo no es elevado y tiene muchas ventajas. El costo de cada transceptor es entre 4 y 6 USD y el del gateway es de 700 USD. Los gateways LoRa de otros proveedores tienen un costo entre 400 y 600 USD, presentan menor desempeño y confiabilidad que los de Link Labs y solo pueden usarse en ciudades donde exista una red LoRaWAN instalada y administrada por un proveedor similar al de la telefonía celular, lo cual no está disponible aún en Latinoamérica, y aunque existieran LoRaWAN públicas, su uso tiene un costo.

Con Symphony Link solo se paga el costo de transceptores y gateway y puede utilizarse el servidor de red ubicado en la nube sin costo adicional. Al estar en la nube, el servidor siempre está disponible desde la Internet y su operación y administración es responsabilidad de Link Labs. La información de Symphony Link viaja segura ya que es doblemente encriptada, tanto por los transceptores como por el gateway. En una LoRaWAN pública, el servidor es responsabilidad del usuario. En cuanto al mantenimiento, las actualizaciones de firmware de transceptores y gateway Symphony Link son gratuitas. Es por todo lo anterior que la mejor opción para implantar una LPWAN es Symphony Link a pesar de que su costo de adquisición es un poco mayor al de otros proveedores de soluciones de este tipo.

#### **5. Conclusiones**

El resultado de este trabajo fue un sistema mediante el cual se accede a través de la Internet el inventario de máquinas expendedoras de productos. El usar una

solución LPWAN propietaria para conectar a la Internet las máquinas expendedoras ahorra costos y tiempo y reduce los riesgos de implantación y operación. El alcance logrado en la transmisión del gateway a las máquinas expendedoras fue mayor a 10 Km. Se puede extender el alcance hasta 40 Km., sin modificar significativamente la LPWAN instalando transceptores LL-RXR-27 configurados como repetidores entre el gateway y los nodos de la red. Adicionalmente, la LPWAN puede usarse para otras aplicaciones, ya que se pueden conectar al microcontrolador de los nodos de la red otro tipo de sensores y procesar en la interfaz de usuario la información recolectada por los sensores para toma de decisiones usando APIs proporcionados por la aplicación Conductor.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Gonchigsumlaa, K., Jigjidsuren, J. & Dorj, E., The Compared Analysis of Wireless Networks for Developing Internet of Things. 2nd International Conference on Information Science and Security (ICISS) Proceedings. Seoul, South Korea, Dec., 2015.
- [2] Dela, A. H., Navarro, N. A. & Roque, C. J., Fuzzy logic based replenishment system for smart paper dispensing machine. International Conference on Humanoid, Nanotechnology, Information Technology, Communication and Control, Environment and Management (HNICEM) Proceedings. Cebu City, Philippines, Dec., 2015.
- [3] Gruen, R. & Liang, E., NuiVend-Next Generation Vending Machine. International Conference on Computational Science and Computational Intelligence (CSCI) Proceedings. Las Vegas, NV, USA. Dec., 2016.
- [4] Kim, K., Park, D. H. & Bang, H., Smart coffee vending machine using sensor and actuator networks. IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE) Proceedings. Las Vegas, NV, USA. Jan., 2014.
- [5] Lin, F. C., Lee, & Hsu, C. H., Service Component Architecture for Vending Machine System in Cloud Computing Infrastructure. IEEE International Conference on e-Business Engineering, ICEBE '09 Proceedings. Barcelona, Spain. March, 2009.

- [6] Lo, A, Law, Y. W. & Jacobsson, M. A cellular-centric service architecture for machine-to-machine (M2M) communications. *IEEE Wireless Communications*. Volume: 20. Issue: 5, pp. 143-151, 2013.
- [7] Park, J., Kim, T. & Chung, Y., Design of remote management system with ZigBee. 12th International Symposium on Integrated Circuits, ISIC'09 Proceedings. Singapore, Singapore, Dec., 2009.
- [8] Park, Y. B. & Yoon, S. J., A comparison study of stock-out policies in vending machine systems. 2nd International Conference on Engineering and Industries (ICEI) Proceedings. Jeju, South Korea, Dec., 2011.
- [9] Roomi, S. M. & Jayanthi, R. B., Coin detection and recognition using neural networks. International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies [ICCPCT-2015] Proceedings. Nagercoil, India, March, 2015.
- [10] Siebenhandl, K., Schreder, G. & Smuc, M., A User-Centered Design Approach to Self-Service Ticket Vending Machines. *IEEE Transactions on Professional Communication*. Volume: 56. Issue: 2, pp. 138-159, 2013.
- [11] Verma, G. Papreja, A. & Shekhar, S., Low power implementation of FSM based vending machine on FPGA. 3rd International Conference on Computing for Sustainable Global Development (INDIACom) Proceedings. New Delhi, India. March, 2016.
- [12] Wenshan, C., Yanqun, H. & Minyang, L., Influential Factors of Vending Machine Interface to Enhance the Interaction Performance. 8th International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation (ICICTA) Proceedings. Nanchang, China. June, 2015.



# MÉTODO EXPERIMENTAL DE ESTIMACIÓN DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE UN MOTOR DE CD UTILIZANDO ENCODER DE CUADRATURA

***Jorge Fernando Vera Centeno***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Orizaba  
*ferchip04@gmail.com*

***Ignacio Herrera Aguilar***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Orizaba  
*nacho.tecorizaba@gmail.com*

***Gerardo Águila Rodríguez***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Orizaba  
*gerardo\_aguila03@yahoo.com.mx*

***Oscar Osvaldo Sandoval González***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Orizaba  
*o.sandovalgonzalez@gmail.com*

***Blanca Estela González Sánchez***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Orizaba  
*bgonzalez@ito-depi.edu.mx*

## **Resumen**

Es un hecho que en existe gran cantidad de dispositivos que requieren de un motor de corriente directa para su funcionamiento, sin embargo, también es cierto que no siempre es sencillo contar con un modelo matemático útil del motor para implementar una estrategia de control para asegurar su buen funcionamiento en el dispositivo que lo requiera. Por esa razón, este trabajo aborda este problema al proponer un método experimental basado en el uso de encoders de cuadratura para estimar el modelo matemático o función de transferencia de un motor CD relacionando la frecuencia de los pulsos del encoder con la velocidad de salida del

motor. Esto se logra con ayuda de algunas herramientas de laboratorio. Dicho método lleva a la obtención de un modelo matemático de tal forma que este último tenga un comportamiento fiel en lazo abierto al comportamiento del motor que fuere el objeto de estudio.

**Palabras Claves:** Estimación, frecuencia, herramientas, modelo, velocidad.

## **Abstract**

*In the world exists many devices that needs a DC motor to work, nevertheless, is no easy to obtain a useful model of the motor, which is necessary to implement a control strategy to ensure the optimal performance of the motor on the device to require it. Is for that reason that this works approaches the problem when proposed an experimental method based in the use of quadrature encoders to estimate the mathematical model or transfer function of a DC motor relating the frequency of the encoder pulses with the output speed of the motor. This is possible using some laboratory tools. That method has the porpoise of obtain a mathematical model. The model, in open loop is loyal to the motor behavior which is the object of study.*

**Keywords:** Estimation, frequency, model, speed, tools.

## **1. Introducción**

En la actualidad existe gran cantidad de dispositivos que son accionados, actuados o sencillamente funcionan con motores de corriente continua, y existe una gran demanda de implementación de control a estos últimos. Debido a que los motores CD están presentes tanto en la industria como en equipos o herramientas cotidianas y no todos los motores fabricados llegan a tener una caracterización total de sus parámetros antes de salir al mercado, en muchas ocasiones es necesario obtener un modelo que permita la implementación de una estrategia de control sobre estos.

Este trabajo presenta un método experimental basado en el uso de encoders de cuadratura el cual permite estimar la planta de cualquier motor de CD en velocidad, para ello dentro de los métodos experimentales se presenta el uso y

diseño de herramientas de laboratorio, los cuales en su conjunto definen la estrategia de modelado experimental.

Teóricamente se ha definido la ecuación modelo de un motor a través de dos ecuaciones, una para la parte eléctrica del motor y una para la parte mecánica [Höfling, 1994], [Ramu, 2001]; de estas ecuaciones se desprende la ecuación modelo o función de transferencia del motor la cual se ha implementado ampliamente en diferentes métodos de control, especialmente en velocidad y posición [Bosso, 2012]. De igual manera han servido para realizar análisis comparativos entre estrategias de control [Aduna, 2015], sin embargo, para implementar el modelo teórico es necesario tener un motor que especifique los valores de cada parámetro requerido, y ya que en realidad son pocos los motores que otorgan tales datos, existe la necesidad de crear modelos de la función de transferencia del motor de manera experimental.

Uno de los métodos experimentales estudiados es el método de identificación de parámetros del motor [Cova, 2012], el cual propone realizar una serie de experimentos para determinar los valores de los parámetros, como son el coeficiente de fricción viscosa, la constante de culpa, etc. Sin embargo, no es tan fácil acceder al equipo ideal para realizar ese tipo de experimentos. Otro método ampliamente utilizado es la identificación de sistemas, y aunque la identificación de sistemas un tema ampliamente estudiado, descansa en dos argumentos básicos, la identificación de la entrada y la identificación de la salida. Dentro de los métodos de identificación de sistemas, se encuentra la técnica de identificación mediante la respuesta a una entrada escalón [Bueno, 2011], es esta, se analiza el tipo de respuesta que genera y se procede a estimar el modelo de la planta.

Existe un estudio en el cual, utilizando la respuesta al impulso, se obtiene el modelo de un motor de CD con un algoritmo de recursividad utilizando los datos de la respuesta al impulso [Tarek, 2007], esto se logra acoplado un giroscopio a la salida del motor con la finalidad de obtener como datos la velocidad angular y el torque del motor. Los datos leídos en el giroscopio se ingresaron al algoritmo de recursividad para después estimar estadísticamente después de 26 repeticiones el modelo de la función de transferencia del motor.

En un trabajo de estimación también se llegó a utilizar un driver de velocidad ajustable a un motor CD de imanes permanentes [González, 2013], se seleccionaron modelos estandarizados tanto para el motor como para el driver, una vez que se ingresaron valores experimentales al driver de velocidad ajustable, a través de un taco-generador se observó la respuesta del motor en la pantalla de un osciloscopio Tektronix TDS 3034c, este mismo osciloscopio permitió leer la salida del driver. Los datos recolectados permitieron utilizar la herramienta *parameter stimation* de Simulink/Matlab para estimar los parámetros necesarios para completar los datos faltantes en el modelo estándar utilizado en este trabajo. Aunque es común utilizar taco-generadores o tacómetros para medir la velocidad angular en la flecha de un motor, se ha llegado a utilizar encoders incrementales de cuadratura para estimar la velocidad angular del motor. Los encoders de cuadratura cuentan con la característica de tener dos señales de salida que generan un tren de pulsos cuadrados desfasados entre sí, la resolución de los encoders depende de los CPR (Cuentas o Cambios por Revolución) o PPR (Pulsos por Revolución) que entregan en cada tren de pulsos. Se han utilizado métodos M, T y M/T [Mondragón, 2012], estos métodos pretenden obtener la velocidad a partir de la posición, la frecuencia y los PPR del encoder. El método M pretende estimar la velocidad a partir de la posición midiendo el tiempo de cambio de una posición a otra, el método T lo hace a partir de la frecuencia del tren de pulsos entregado por el encoder en uno de los canales y el método M/T lo hace mediante una combinación de ambos.

Acorde a lo expuesto anteriormente se propuso un método experimental para estimar el modelo o función de transferencia de un motor de CD, el cual incluye el uso de un encoder magnético de cuadratura. Se ha adaptado una forma del método T para utilizar el encoder como sensor de velocidad, ya que se usa como variable principal la frecuencia en el tren de pulsos que entrega uno de los canales del encoder, esto permitió obtener una lectura de velocidad angular y con ayuda de la herramienta de identificación de sistemas *ident* de Matlab se logró obtener un modelo de función de transferencia para el motor la cual una vez simulada, logró mostrar el comportamiento esperado acorde a lo observado en el motor.

Cabe mencionar que en proceso se llegaron a diseñar herramientas para realizar los experimentos, las cuales fueron validadas y caracterizadas adecuadamente.

## 2. Métodos

Para este estudio se seleccionó un motor de corriente directa de la compañía Pololu modelo No. 2827, el cual forma parte de la construcción de un exoesqueleto de extremidad superior y es el responsable de actuar el movimiento de supinación-pronación, los datos sobresalientes que otorga la hoja técnica sobre el motor son el voltaje de alimentación, la corriente de trabajo y el torque o par de torsión. Los datos conocidos que entrega el fabricante mediante la hoja técnica respecto al funcionamiento de motor se muestran en su totalidad en la tabla de características (tabla 1). El motor según sus especificaciones genera un par de torsión de 250 oz.in con una alimentación de 12 Volts, los requerimientos del diseño del exoesqueleto estiman un par de torsión mínimo de 184.1 oz.in para el actuador, de ahí que el motor en cuestión haya sido elegido como actuador de esa sección del exoesqueleto.

Tabla 1 Características del motor de corriente continua marca POLOLU modelo No. 2827

Relación reductora:	131:1
Velocidad sin carga @ 6V:	40 rpm
Corriente sin carga @ 6V:	250 mA
Corriente de traba @ 6V:	2500 mA
Par de torsión @ 6V:	125 oz.in
Velocidad sin carga @ 12V:	80 rpm
Corriente sin carga @ 12V:	300 mA
Corriente de traba @ 12V:	5000 mA
Par de torsión @ 12V:	250 oz.in
Longitud de cable:	11 in

Este modelo además de tener las características previamente mostradas, tiene incorporado a la flecha un encoder magnético de cuadratura, el cual entrega a la salida de uno de sus canales 64 CPR (Cuentas o Cambios por Revolución), es decir, 16 PPR, es esta característica en la que se basó el estudio, el esquema a bloques del motor, figura 1, muestra la constitución del mismo en cuanto a las

partes de interés, ya que para estimar la velocidad final de la flecha del motor después de la caja reductora fue necesario conocer las relaciones existentes entre el motor, la caja reductora y los PPR del encoder.

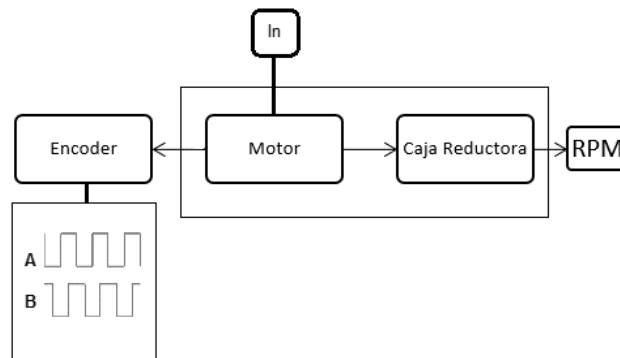


Figura 1 Diagrama a bloques del motor.

Para ello, se partió de la función de estos elementos. El encoder consta de dos canales, en cada uno de ellos otorga 16 pulsos cada vuelta del motor, la caja reductora como se muestra en la tabla 1 tiene una relación de 131:1, es decir, cada 131 vueltas del motor, la flecha de salida de la reductora da una vuelta. La ecuación 1 que calcula la velocidad en la flecha después de la caja reductora en base a la frecuencia de los pulsos, toma en cuenta la frecuencia  $f$  del tren de pulsos en uno de los canales, la relación de reducción  $r$  y los pulsos por vuelta del encoder  $PPR$ .

$$RPM = \frac{60f}{rPPR} \quad (1)$$

El fabricante otorga un valor de frecuencia del tren de pulsos por canal del encoder de 2519 Hz alimentando el motor a 12 V, la primera observación efectuada fue realizada en laboratorio alimentando el motor a 12 V y observando uno de los canales del encoder mostro que este genera un tren de pulsos de 2.87 kHz. La relación frecuencia-velocidad que se muestra en la ecuación 1, indica que Para  $f = 2.87$  kHz que se lee en el canal del encoder la velocidad de salida es de 82.156 RPM. Una vez que se obtuvo esta relación se procedió con las herramientas experimentales:

a) La primera herramienta consta de un tacómetro digital desarrollado en la plataforma NI LabVIEW con ayuda de la tarjeta de adquisición de datos NI myRio modelo 1900. Se generó un código para tacómetro virtual el cual permita obtener la lectura de las revoluciones por minuto *RPM* en la flecha de salida de la reductora, este consta de un bloque de encoder y la adaptación de los pulsos contados cada determinando tiempo a RPM. Para validar el uso de esta herramienta se realizó un experimento de medición simultánea en donde hubo una comparación entre un tacómetro de contacto modelo LT DT-2268 y el tacómetro digital desarrollado. Los resultados de esta validación se muestran en la respectiva sección de este artículo.

Con ayuda del tacómetro se procedió a comprobar las funciones del motor con una alimentación de 12 V. Primeramente, se observó el funcionamiento del motor respecto de la alimentación de entrada, figura 2, en esta primera parte de las observaciones se puede apreciar un comportamiento casi lineal por parte del incremento de velocidad dependiendo de la entrada de alimentación esto se realizó con el fin de tener una primera referencia del funcionamiento en velocidad del motor. También se llevó a cabo la observación de la demanda de corriente del motor en trabajo a diferentes entradas en la alimentación, figura 3. Para la lectura de corriente se utilizó un multímetro FLUKE 87 en todas las pruebas y finalmente un tercer experimento de observación de la evolución de la corriente alimentando el motor a 12 V, figura 4.

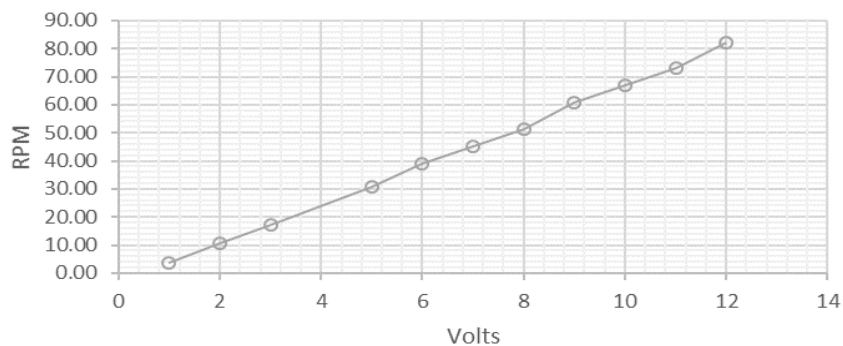


Figura 2 Velocidad del motor con diferentes voltajes de alimentación.

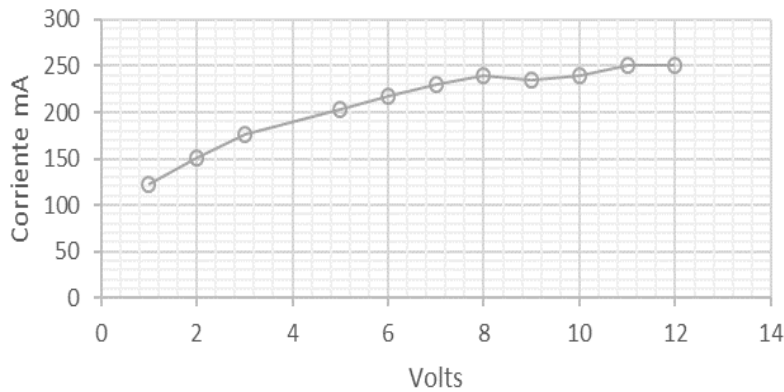


Figura 3 Corriente de trabajo a diferentes valores de alimentación.

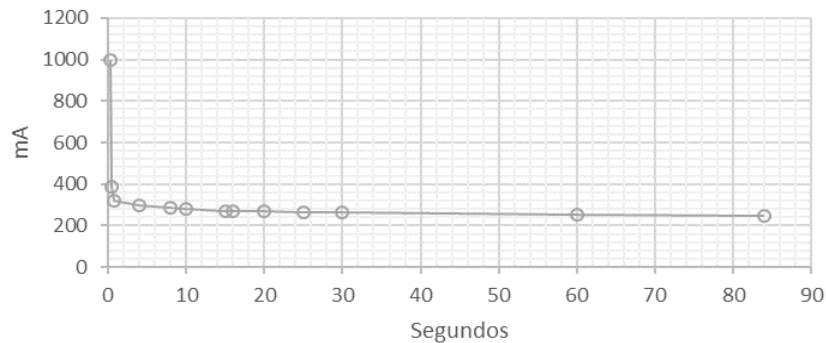


Figura 4 Pico transitorio de corriente a 12 Volts.

b) Para realizar la estimación de la función de transferencia del motor y ya conocidas las lecturas de velocidad (figura 5), se procedió a diseñar una herramienta de conversión de frecuencia a voltaje, esto con el fin de tener una señal análoga fácil de observar, para ello se eligió el circuito integrado LM2907 de Texas Instruments. El CI cuenta con dos presentaciones, de 8 y 14 pines, se tomaron en cuenta ambas presentaciones para el diseño del convertidor y aunque el diseño final se enfocó en el uso del CI de 8 pines, el diseño del convertidor está pensado para ambas presentaciones, es por eso que a la entrada de la señal proveniente del encoder se adaptó al circuito recomendado por el fabricante tanto un filtro como un rectificador que hace la función de recortador de voltaje. El motivo de la adaptación fue que al realizar las primeras lecturas no se observó una respuesta de parte del circuito, es por ello que se procedió a adaptar el circuito.



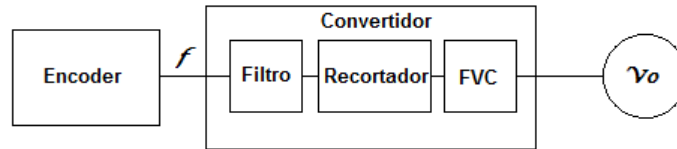


Figura 5 Esquemático del circuito convertidor de frecuencia a voltaje LM2907.

El circuito terminado consta de tres partes, la primera es un filtro pasa altas con una frecuencia de corte de 482.3 Hz, se seleccionó el filtro pasa altas debido a que el estado alto y el estado bajo de la señal cuadrada otorgada por el encoder afectaban la lectura de la frecuencia de interés. La Segunda parte del circuito tiene que ver con un rectificador o recortador de voltaje, este fue incorporado ya que en la versión de 14 pines del CI existe una restricción para el voltaje de la señal del encoder, mientras que para la versión de 8 pines el rango a la entrada del tacómetro es de -28 a 28 volts, para la versión de 14 pines el rango es de 0 a 28 volts, y ya que después del filtro la señal adquiere valores negativos, se decidió colocar un rectificador. Finalmente, la tercera parte del circuito consta del esquema que propone el fabricante, para un convertidor FVC con una resolución de salida de 1 volt por kHz. La modificación de la señal del encoder, aunque sufre cambios, no se ve afectada en la frecuencia, la cual es la variable de interés, figura 6. Para la captura de la señal se utilizó un osciloscopio de la marca Tektronix modelo TDS2024C de 4 canales, en la figura 6 se muestra la captura en conjunto de las señales, el canal 3 captura la señal cuadrada proveniente de uno de los canales del encoder, el canal 2 muestra la señal después del filtro pasa altas mostrando que la señal adquiere una parte negativa y finalmente el canal 1 captura la señal que entra al circuito convertidor después de haber pasado tanto por el filtro y el rectificador. Se puede apreciar que del canal 3 al canal 1 la frecuencia no sufre un cambio significativo que altere la lectura del convertidor.

Para justificar el uso de esta herramienta se procede a realizar diferentes mediciones y estimar así la respuesta del circuito. Las mediciones realizadas en laboratorio se efectuaron ingresando una frecuencia conocida

y recolectando los valores en voltaje a la salida del convertidor. Los resultados de estas observaciones se muestran en el apartado correspondiente.

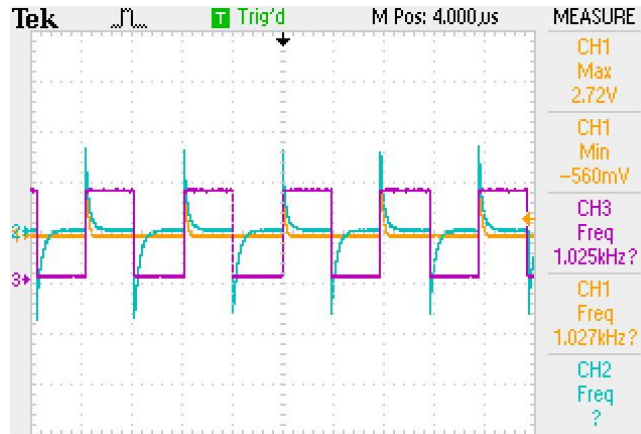


Figura 6 Captura de señales en el Osciloscopio TDS2024C.

- c) La tercera herramienta utilizada fue el software Matlab, el cual tiene incorporado un identificador de sistemas, ident. Esta herramienta permite ingresar vectores de datos de pruebas experimentales, es decir, entradas y salidas. En esta se introdujo la curva obtenida a través del osciloscopio con ayuda del circuito FVC previamente diseñado, figura 7. Esta curva permitió estimar la función de transferencia del motor, los datos de la tabla se trasladaron a MATLAB como variables, El voltaje otorgado por el circuito FVC como salida y una variable de entrada escalón. Hecho lo anterior se utilizó la herramienta de identificación de sistemas ident para modelar la planta, es decir, estimar la función de transferencia del motor.

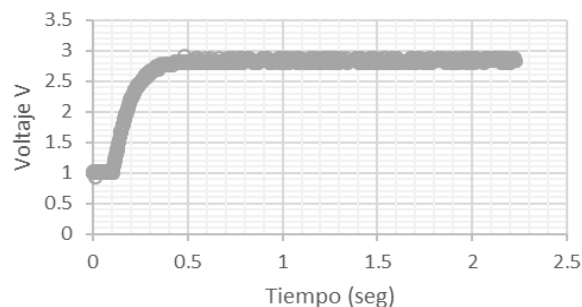


Figura 7 Curva de velocidad del motor a 100 % del ciclo de trabajo.

### 3. Resultados

Los resultados se muestran acorde a la evolución del trabajo y en orden de los experimentos descritos en la sección anterior.

Para la sección a) respecto al tacómetro virtual generado en LabVIEW se muestra una gráfica de validación, figura 8, al ser comparado de manera simultánea con un tacómetro de contacto modelo LT DT-2268.

Para la sección b), respecto al convertidor de frecuencia-voltaje, el cual permitió no solamente obtener la curva de respuesta del motor en la pantalla del osciloscopio, sino que con ayuda del osciloscopio esta herramienta permitió obtener los valores entregados por el encoder en una señal de fácil interpretación y manejo. Se obtuvo una curva de caracterización relacionando la frecuencia de entrada con el voltaje de salida, figura 9.

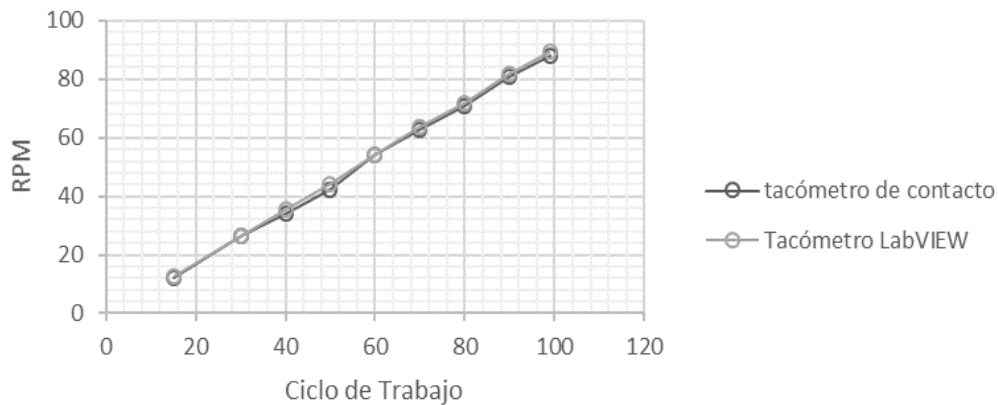


Figura 8 Lecturas la flecha final del motor con tacómetro digital y tacómetro de contacto.

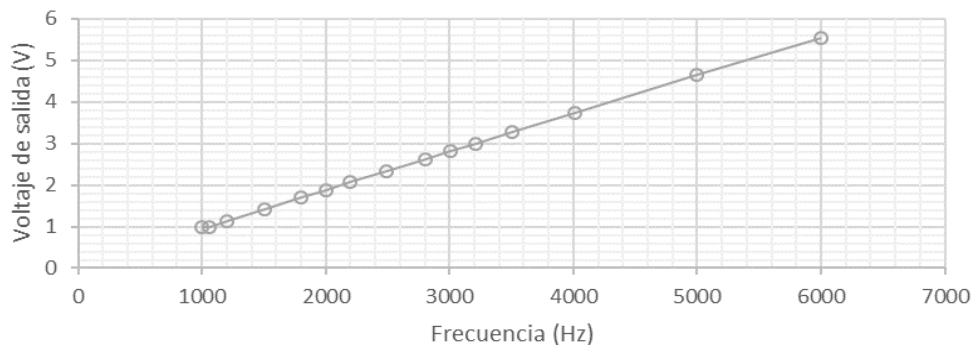


Figura 9 Respuesta del circuito FVC.

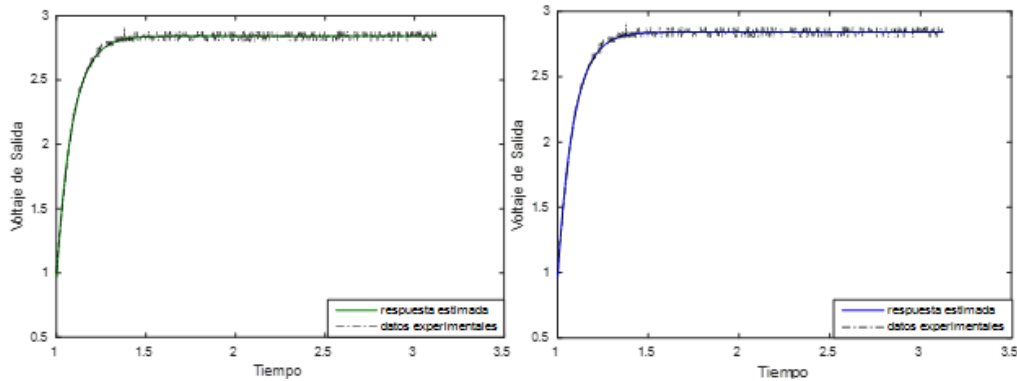
Las lecturas a la salida del convertidor mostraron un comportamiento lineal con una aproximación del 99.99% a la recta  $y = 0.0009x + 0.0449$ , ahora bien, de esta aproximación se estima la relación de voltaje-frecuencia y finalmente voltaje-velocidad. La ecuación 2 muestra la relación entre voltaje y frecuencia, en la ecuación 3 muestra la relación buscada de Voltaje-RPM sustituyendo ecuación 2 en ecuación 1 donde  $PPR$  es igual a 16 y  $r$  es igual a 131.

$$f = \frac{V - 0.0449}{0.0009} \quad (2)$$

$$RPM = \frac{60 \times \left( \frac{V - 0.0449}{0.0009} \right)}{131 \times PPR}$$

$$RPM = \frac{60V - 2.694}{1.8864} \quad (3)$$

Para la parte final, en la sección c) se ingresaron 2229 datos obtenidos del osciloscopio a la herramienta de identificación de sistemas de Matlab y se procedió a obtener 2 modelos de aproximación a una función de primer grado, una fue con la estrategia de función de transferencia, figura 10a y la segunda se realizó con la estrategia de estimación a un modelo matemático, figura 10b.



a) Función de transferencia.

b) Ecuación de modelos.

Figura 10 Modelo estimado con la estrategia-datos experimentales.

De cada estimación se obtuvieron sus respectivas ecuaciones modelo, a saber, para la estimación (a) con enfoque a función de transferencia se obtuvo la ecuación 4 y para la estimación (b) con enfoque a modelo de un proceso se obtuvo la ecuación 5. Analizando ambas ecuaciones se puede observar que

dividiendo tanto el denominador como el numerador de ecuación 5 entre 0.088054 nos queda aproximadamente la misma expresión que ecuación 4, por lo que es aproximadamente igual a ecuación 5.

$$TF = \frac{32.26}{s+11.35} \quad (4)$$

$$G(s) = \frac{2.8424}{0.088054s+1} \quad (5)$$

Ya que se obtuvieron las 2 aproximaciones de primer grado de la ecuación del motor, estas respondieron de manera casi idéntica a la simulación, un ejemplo se muestra en la figura 11 donde se grafica la respuesta de ambos modelos a un ciclo de trabajo del 50%, figura 11. La línea amarilla representa la función de transferencia de ecuación 4 y la línea punteada en rojo representa la ecuación 5, se puede observar que ambas respuestas están a la par por debajo de las 45 RPM y estos valores coinciden con el comportamiento estudiado del motor mostrado en la gráfica de velocidad en RPM, figura 8.

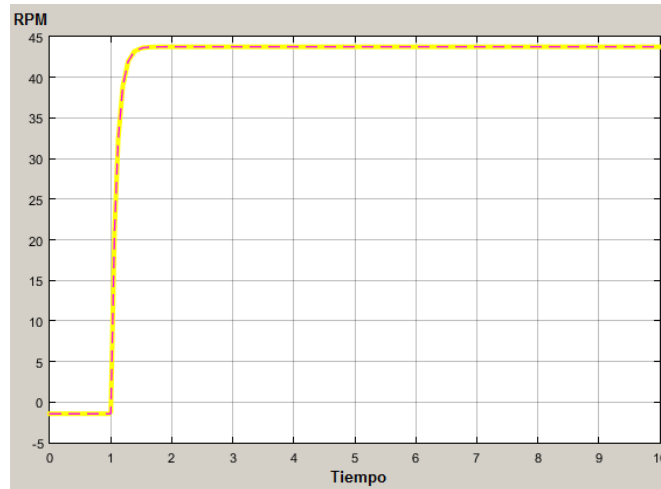


Figura 11 Respuesta de las ecuaciones estimadas a un 50% de ciclo de trabajo.

#### 4. Discusión

En base a las observaciones realizadas a diferentes entradas de alimentación se determinó que el motor era un sistema con un comportamiento aceptable para una aproximación lineal ya que se muestra estable en su comportamiento una vez que se pone en funcionamiento y presenta una variación casi lineal al incremento

de velocidad, el hecho que la corriente se mantuviera estable en las lecturas sugiere que asegurando una fuente de alimentación al motor capaz de dar el suministro de corriente requerido, este funcionara sin problemas.

Debido a que la finalidad es aprovechar el uso del encoder como herramienta de caracterización del motor, fue necesario obtener las relaciones matemáticas relacionadas con la frecuencia ya que esta es la variable que se lee en los canales del encoder, el diseño del tacómetro permitió relacionar de primera instancia esta variable con la velocidad de salida del motor y así poder realizar las observaciones pertinentes para poder tener un marco de referencia inicial del comportamiento del motor. Como es un método experimental se llegó a hacer uso de diferentes herramientas, la implementación del circuito convertidor de frecuencia a voltaje FVC permitió precisamente obtener la curva de velocidad del motor y de esta manera tener los datos necesarios para utilizar la herramienta de identificación de sistemas de Matlab en donde obtuvimos dos estimaciones con estrategias diferentes y la relación de Voltaje-Velocidad que se utilizó para la simulación final en donde se observó que las dos ecuaciones se comportaron de manera adecuada según los estudios iniciales realizados al motor.

El uso del convertidor de frecuencia a voltaje no es estricto al circuito utilizado ni al integrado seleccionado, el convertidor seleccionado a pesar de tener buena linealidad de salida, tiene la característica de que a frecuencias menores a 1 kHz no tiene sensibilidad, esto delimita su uso, ya que no es posible utilizar esas frecuencias para estimar un modelo. Sin embargo, la utilización de este es crucial para el experimento.

A lo largo de los experimentos se puede resaltar que las observaciones se encadenan por si solas ya que dependen una de otra para obtener un resultado final, pero sin que las observaciones por separado de cada herramienta se vean influenciadas por otra herramienta. El conjunto de estas herramientas permitió utilizar el encoder del motor como el elemento principal para obtener una función de transferencia útil, esto implica que la reproductividad del experimento siempre y cuando se tengan las herramientas adecuadas aplicaría a la caracterización de cualquier motor con el uso de un encoder de cuadratura.

## 5. Conclusiones

Primeramente, se puede expresar que se logró obtener un método experimental capaz de estimar la función de transferencia de un motor de corriente directa con el uso de un encoder de cuadratura además de la implementación y diseño de algunas de las herramientas requeridas por el método.

Se concluye entonces una metodología que consta de relacionar experimentos y lecturas sobre el objeto de estudio. Los pasos de la metodología son:

- Realizar pruebas de alimentación contra velocidad, en esta parte el uso del tacómetro virtual facilita las observaciones y permite tener un sistema esbelto físicamente sin necesidad de adaptar instrumentos al objeto de estudio.
- Conseguir muestrear la lectura de velocidad en voltaje, con ayuda del circuito FVC se obtiene una señal en voltaje de fácil interpretación.
- Obtener la relación de velocidad-voltaje, lo que es necesario al momento de realizar simulaciones del motor.
- Obtener la curva de velocidad del motor para estimar la planta en ident.

Finalmente se demostró que una vez completados los pasos de la metodología propuesta, se obtiene una ecuación útil para modelar el motor, ya sea que se pretenda estimar en lazo abierto o se pretenda implementar una estrategia de control. Es una metodología de fácil aplicación y, sobre todo, que permite obtener de manera experimental una función de transferencia de un motor de corriente directa ya que no siempre estos elementos cuentan en sus hojas técnicas los datos necesarios para recrear la ecuación matemática teórica de funcionamiento.

Como trabajos futuros se puede ampliar el diseño de las herramientas a un conjunto capaz de obtener e interpretar cada elemento sin necesidad de realizar las pruebas por separado, ya que al ser una señal análoga fácilmente puede ser leída por dispositivos como la FPGA NI myRIO 1900 o algún otro sistema de microcontrolador o microprocesador, y de esta manera tener un sistema más esbelto capaz de recoger los datos necesarios para estimar la función del motor.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Aduna-Padilla. J. L., Análisis comparativo de un esquema de control PI difuso contra un esquema PI convencional, de coloquio de investigación Multidisciplinaria CIM, Orizaba, 2015.
- [2] Bosso G. N y J. E. Gongález, Implementacion de un control de velocidad y posición a lazo cerrado de un motor de cc con dsPIC30F4011, de AADECA 2012, Semana del Control Automático, 23º Congreso Argentino de Control Automático, Buenos Aires, 2012.
- [3] Bueno Ángel M., Identificación experimental de sistemas, Universidad de Alicante, Alicante, 2011.
- [4] Cova Walter J.D., Motores de cc en aplicaciones de robótica metodología e instrumentación para la identificación de sus parámetros, Universidad Tecnológica Nacional, Cordoba, Argentina, 2012
- [5] González J. C., Saavedra-Montes A. J. y Ramos-Paja C. A. Identificación de un Motor de Corriente Directa de Imanes Permanentes a Partir de un Único Experimento, *Tecno Lógicas*, vol. Edición especial Octubre 2013, pp. 195-208, 2013.
- [6] Höfling. T. e. P. P., Detection of Additive and Multiplicative Fault-Parity Space vs. Parameter Estimation, *IFAC SAFEPROCESS*, vol. 2, nº 94, pp. 539-544, 1994.
- [7] Mondragón F. M., Controlador estandar de movimiento multieje con base en FPGA, Universidad Autonoma de Queretaro, Queretaro, México, 2012.
- [8] Ramu K., *ELECTRIC MOTOR DRIVES Modeling Analysis and Control*, New Jersey, Prentice Hall, 2001.
- [9] Tarek M. M., Tutunji A. Mechatronic systems identification using an impulse response recursive algorithm, *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 15, nº 8, pp. 970-988, 2007.



# MODELOS DE TECNOLOGÍAS DEL BIG DATA ANALYTICS Y SU APLICACIÓN EN SALUD

***Gustavo Verduzco Reyes***

Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla  
*gvrmx@hotmail.com*

***Ernesto Bautista Thompson***

Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla  
*eb\_thompson@yahoo.com*

***Jorge A. Ruiz Vanoye***

Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo  
*jorge@ruizvanoye.com*

***Alejandro Fuentes Penna***

Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo  
*alexfp10@hotmail.com*

## **Resumen**

Big Data Analytics se refiere al almacenamiento, administración y análisis de grandes volúmenes de datos a través de métodos estadísticos o científicos para descubrir relaciones entre los datos. Recientemente se ha aplicado al campo de la salud, pero, ¿Qué tecnologías de big data aplicar a campos específicos en salud? El presente trabajo identifica áreas de oportunidad en salud que se benefician del big data Analytics, como la medicina personalizada, registros de salud, estancias y readmisiones de pacientes y biomedicina. También, se presenta una propuesta de modelo que conjunta plataformas tecnológicas (Hadoop, Mahout, Spark), algoritmos (Filtrado colaborativo, árboles de decisión, clustering) y campos de salud. Como ejemplo, se aplica el modelo propuesto en el caso del monitoreo a distancia de la salud de un paciente con problemas del corazón, como una base para su implementación real en un trabajo futuro.

**Palabras Claves:** Big data, modelo tecnológico, salud.

## **Abstract**

*Big Data Analytics refers to the storage, management and analysis of large volumes of data through statistical or scientific methods to discover relationships between data. Recently it has been applied to the field of healthcare, but, What big data technologies apply to specific fields in healthcare? This paper identifies areas of opportunity in healthcare that benefit from the big data analytics, such as personalized medicine, health records, stays and readmissions of patients and biomedicine. Also, a model proposal is presented that combines technological platforms (Hadoop, Mahout, Spark), algorithms (Collaborative filtering, decision trees, clustering) and health fields. An application of the model in relation to the remote monitoring of the patient's health with heart problems illustrates its use, as a basis for its implementation in future work.*

**Keywords:** *Big data, healthcare, technological model.*

## **1. Introducción**

Francis Diebold en el año 2003 fue el primero en utilizar el término de *Big Data* para explicar el fenómeno del crecimiento de datos [Diebold, 2012]. Big data se refiere a grandes conjuntos de datos que no tienen un solo formato, sino que contienen datos estructurados y no estructurados. A manera de ejemplo, tenemos los historiales del Internet, correos electrónicos, documentos de textos, transacciones comerciales, anuncios comerciales, análisis médicos, páginas web, etc. En [Jiang, 2015] se presentan cinco características que distinguen al *Big Data*: Veracidad (se refiere a que tan confiables y relevantes son los datos), Velocidad (la rapidez con la que se recolectan o generan los datos), Valor (se relaciona con la utilidad de los datos), Variedad (abarca distintos tipos, contenidos y formatos de datos), Volumen (se refiere a la gran cantidad de datos).

Tradicionalmente, *Big Data Analytics* se ha aplicado a campos como la toma de decisiones en las empresas [McAfee, 2012], análisis de grandes flujos de datos en tiempo real como twits, Facebook, ventas, etc. [Pigni, 2016], análisis de grandes volúmenes de datos en la investigación de mercados de consumo [Bosch, 2016], prevención de crímenes sexuales [Jin-ho, 2016], entre otros.

Recientemente los investigadores han mostrado interés en *big data analytics* aplicado al campo de la salud, de hecho [Feldman, 2012] señala que en 2012 se generaron a nivel mundial 500 petabytes de información de salud, esta información requiere ser analizada e interpretada para su valoración. Varios trabajos han identificado la aplicación de *big data* a la salud, en su análisis [Priyanka, 2014] identifica tres áreas específicas de salud como el soporte a decisiones clínicas, cuidados personalizados y operaciones clínicas. [Groves, 2013] encontraron como principales áreas de oportunidad en salud los datos clínicos, comportamiento del paciente y datos de farmacéutica (ensayos clínicos). Por su parte, [Hermon, 2014] en su estudio encontró cinco categorías: manejo de costos, soporte a decisiones clínicas, información clínica, comportamiento del paciente e Información de soporte. Las investigaciones se han centrado principalmente en encontrar las áreas de aplicación de *big data* en salud, sin embargo, hace falta identificar cómo las tecnologías de *big data* impactan esas áreas.

El propósito de este trabajo es mostrar cómo las tecnología asociadas al *big data analytics* pueden aplicarse en el campo de la salud. Se realizó un análisis de la literatura científica en relación a los principales campos de la salud y se generó un modelo teórico que integra ambas partes y un ejemplo práctico de su aplicación.

## 2. Métodos

### Big Data Analytics y sus Plataformas Tecnológicas

La analítica de datos (*data analytics*) se refiere a todo método matemático o científico que permita obtener una nueva visión de los datos o descubrir patrones de esos datos [Dietrich, 2014]. *Big data* y *data analytics* se han empleado para describir la relación entre conjuntos de datos y técnicas de análisis de datos para aplicaciones que requieren manejo de terabytes o exabytes de datos y donde es indispensable la tecnología para almacenar, administrar, y analizar datos.

La arquitectura de *Big data analytics*, figura 1, destaca el proceso que se sigue para tratar un gran conjunto de datos. Primero los datos son adquiridos de varias fuentes, internos de una misma organización o externos de otras organizaciones;

luego son curados (preparados) en formato de archivos de Excel, XML, CSV, y otros formatos no estructurados como archivos de texto, correos electrónicos, páginas web, twits. Posteriormente se aplican una serie de herramientas tecnológicas para manipular esos datos y finalmente se aplica la analítica de datos, en forma de consultas, reportes, técnicas de minería de datos, técnicas estadísticas. Los resultados de la analítica son presentados de forma gráfica mediante distintos tipos de diagramas, árboles, diagramas de pastel, líneas, 3D, etc.

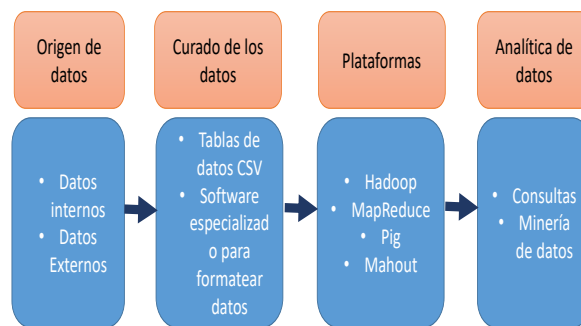


Figura 1 Arquitectura de *Big Data Analytics*.

Actualmente, con el poder de cómputo disponible se cuenta con una gran variedad de plataformas tecnológicas que sirven para tratar el *big data Analytics*, tabla 1, estas permiten almacenar y procesar flujos de datos de gran magnitud.

Toda vez que se cuenta con la información almacenada y administrada a través de alguna plataforma tecnológica, se analiza a través de algoritmos y técnicas, ver tabla 2, que nos permitan obtener patrones de comportamiento o información significativa. Generalmente estos algoritmos se enmarcan dentro de la minería de datos.

Por otro lado, la producción de información sobre enfermedades y su tratamiento no se detiene, de acuerdo a [Ivan, 2015] se estima que la producción de datos médicos se incrementará en un 4,300%, esto es, de 2.52 zettabytes en 2010 a 73.5 zettabytes en 2020. Recientemente se ha enfocado el *Big Data Analytics* al campo de la salud, los recursos de información disponible para pacientes, cada vez está creciendo más y no es posible tratarlos con las técnicas tradicionales de bases de datos relacionales.

Tabla 1 Plataformas de *Big Data Analytics*.

Plataforma	Descripción
Hadoop	Maneja grandes volúmenes de datos y distribuye la carga de procesamiento de datos en los <i>clusters</i> de servidores, está compuesto por dos módulos, MapReduce y DFS (Administrador de archivos distribuido).
PIG	Es un lenguaje de alto nivel para flujo de datos, paraleliza grandes volúmenes de datos. Produce secuencia de programas del tipo <i>Map-Reduce</i> que pueden ser interpretadas por Hadoop.
MAHOUT	Es una biblioteca escalable para realizar minería de datos y aprendizaje máquina. Sus algoritmos son compatibles con Apache Spark, H2O y Apache Flink. Soporta multiplicaciones vectoriales grandes, su entorno para experimentos es similar al lenguaje de programación R.
HBase	Es un administrador de bases de datos distribuidos, con manejo de datos estructurados a gran escala, las tablas pueden contener miles de millones de filas y millones de columnas. Contiene un API fácil de usar para el lado del cliente.
Spark	Es un motor de manejo de datos que usa Hadoop, cuenta con soporte para aplicaciones de aprendizaje máquina, procesamiento de flujo de datos y visualización. Es compatible con lenguajes como Python y lenguaje R. También combina SQL y analítica compleja.
Cassandra	Es un gestor de base de datos a gran escala para datos de misión crítica. Permite escalabilidad lineal y probada tolerancia a fallos. Hace réplicas en múltiples centros de datos.

Para este trabajo se realizó un análisis de diversos documentos de investigación científica tomados de bibliotecas digitales como EBSCOhost, Dialnet, Web Of Science y Google Académico, las palabras claves que se emplearon fueron “*big data healthcare*”, “*big data application to health*”, “*big data analytics*”. Se halló que varios son los campos de la salud que se pueden beneficiar del *big data Analytics* como se explica a continuación:

- *Medicina personalizada*: Aunque actualmente se han desarrollado muchos medicamentos para distintas enfermedades, se requiere tener diagnósticos óptimos que permitan determinar que enfermedad tiene un paciente y proporcionar un tratamiento adecuado. Por tanto, es necesario un entendimiento profundo de una enfermedad basado en su comportamiento genético [Hamburg, 2010].

Tabla 2 Algoritmos para el análisis de datos.

Propósito	Algoritmo de análisis
Filtrado Colaborativo	<p><b>Filtrado colaborativo basado en el usuario.</b>- Permiten generar un perfil de usuario en base a su comportamiento digital y luego encontrar otros usuarios con gustos similares.</p> <p><b>Filtrado colaborativo basado en Elemento.</b>- Permite que un usuario encuentre elementos similares que gustaron a otro usuario.</p>
Clasificación	<p><b>Naive Bayes.</b>- Es un clasificador estadístico, basado en el teorema de Bayes. Ayuda a predecir si una entidad pertenece a una clase. Puede manejar grandes cantidad de datos con rapidez y precisión.</p> <p><b>Bosque aleatorio.</b>- Clasificador para grandes volúmenes de datos, introduce la aleatoriedad en cada clasificador individual. Parte de lo que se conoce como árbol de decisión.</p> <p><b>Modelos ocultos de markov.</b>- Permite encontrar parámetros desconocidos (ocultos) a partir de parámetros observables. Se puede ver como un doble proceso estocástico.</p> <p><b>Perceptron multicapa.</b>- Se considera un algoritmo que realiza un aprendizaje por corrección de error. Permite un alto grado de conectividad en sus capas o neuronas. Puede usarse para predecir estancias hospitalarias de pacientes.</p>
Agrupamiento (clustering)	<p><b>K-Means clustering.</b>- Permite dividir un conjunto de datos en subconjuntos (<i>clusters</i>). Generalmente, se emplea la distancia Euclidiana para establecer la cercanía del <i>cluster</i> a un centroide y de esta manera identificar a qué <i>clúster</i> pertenece un elemento.</p> <p><b>Fuzzy k-Means.</b>- Los elementos de un conjunto de datos tienen un grado de pertenencia a un clúster. Los elementos no son dicotómicos al no estar sujetos a pertenecer de forma definitiva a un <i>clúster</i>.</p> <p><b>Spectral Clustering.</b>- Usa la matriz de similitud de datos para reducir dimensionalidad. Los datos son representados como un grafo, la unión de los vértices tiene un peso. A mayor peso, se interpreta como mejor similitud, menor peso, menor similitud.</p>

Analizar características de enfermedades y crear perfiles de las mismas, que empaten con los síntomas de un paciente es una tarea que requiere herramientas tecnológicas para analizar grandes conjuntos de datos heterogéneos.

- **Registros de salud:** Estos registros se refieren a los historiales de salud de pacientes, fechas de ingreso a hospitales, enfermedades adquiridas, padecimientos, tratamientos a los que se ha sometido, notas médicas, resultados clínicos, entre otros datos. Aunque los centros de atención de salud en el mundo no cuentan con un estándar único para los registros [Mao, 2017], es importante analizar la información de distintos hospitales

para comprender el comportamiento de cierta enfermedad y cómo se ha tratado.

- *Estancias y readmisión de pacientes:* Muchos pacientes son internados, tratados u operados en hospitales, sin embargo, luego de haber sido dados de alta, retornan a los pocos días, esto representa un costo para los pacientes, hospital y aseguradoras. En algunos casos, hasta se pueden generar demandas legales de parte de los familiares de un paciente por la falta de atención expedita [Buffa, 2007]. La tecnología de *big data Analytics* podrían proveer técnicas de análisis de datos para minimizar la reincidencia hospitalaria.
- *Biomedicina:* Gracias al secuenciado del genoma humano, ahora es posible analizar enfermedades para comprender su estructura a nivel celular y molecular, para generar fármacos más efectivos. El reto es integrar y analizar los repositorios de información disponibles con tecnología más rápida y más potente, para analizar e interpretar los resultados obtenidos [Costa, 2014].

Un análisis basado en las características de las tecnologías de *big data analytics* y las diversas áreas de salud han permitido generar una tabla, ver tabla 3, donde se resalta cuál es la tecnología de *big data* que puede aplicarse en salud. Las tecnologías de *big data analytics* como Hadoop, Mahout, Pig son robustas, al igual que las técnicas de análisis como Filtrado Colaborativo, *Clustering*, *Naive Bayes* y Árboles de Decisión. Desde luego, a medida que se integren más trabajos en este tipo de análisis, será más claro el impacto del *big data Analytics* a la salud.

### 3. Resultados

La tecnología para el almacenamiento y procesamiento de datos en su mayoría es de código abierto, lo mismo que los algoritmos para aplicar la analítica de datos en salud. Esto ha permitido que muchos investigadores contribuyan a encontrar patrones de comportamiento de enfermedades, así como posibles soluciones para su tratamiento.

Tabla 3 Tecnologías de *Big Data* aplicadas a Salud.

Autor	Campo de salud	Tecnología <i>Big Data</i> Aplicable
[Belle et al., 2015]	Procesamiento de imágenes, procesamiento de señales, información genómica.	Hadoop, <i>clustering</i>
[Chawla & Davis, 2013]	Medicina personalizada	Mahout, Filtrado Colaborativo
[Simpao, Ahumada, & Rehman, 2015]	Apoyo a decisiones clínicas y gestión de recursos	Hbase, árboles de decisión
[Luo, Wu, Gopukumar, & Zhao, 2016]	Análisis genómico	Mahout, clasificación Naive Bayes
[Murdoch & Detsky, 2013]	Registros de salud electrónico	Spark, Filtrado colaborativo
[Obenshain, 2004]	Identificar pacientes de alto riesgo y control de infecciones	Mahout, Filtrado basado en el usuario
[Raghupathi & Raghupathi, 2014]	Monitoreo de dispositivos o monitoreo remoto	Mahout, Naive Bayes
[Bates, Saria, Ohno-Machado, Shah, & Escobar, 2014]	Estancias y Readmisión de pacientes	Hadoop, Naive Bayes
[Schneeweiss, 2014]	Análisis de estudios clínicos	PIG, Árboles de decisión
[Costa, 2014]	Biomedicina	Spark, Spectral clustering

En la industria hay dos modelos importantes para el análisis de datos, en [Balkan, 2010] se hace referencia al modelo SEMMA por sus siglas en inglés (Sample, Explore, Modify, Model, Assess) el cual consta de cinco fases Muestra, Explorar, Modificar, Modelar, Evaluación. El segundo, es el modelo CRISP-DM (CRoss Industry Standard Process for Data Mining), para [Hiltbrand, 2013] consta de las siguientes fases: comprender los datos, preparación de los datos, modelado, evaluación, producción y entender el negocio. Basado en los modelos anteriores, a continuación se presenta una propuesta de modelo de *big data Analytics* y salud, figura 2, que considera tres grandes pilares: plataformas tecnológicas, algoritmos y campos de salud.

*Plataformas tecnológicas:* En el presente texto se han abordado aquellas que son de carácter libre (Hadoop, Pig, Mahout), sin embargo, empresas como Amazon, Google y Microsoft, principales gigantes del software a nivel mundial, prestan



servicios en la nube que son configurables según la necesidad de almacenamiento de datos y uso de recursos de procesamiento.

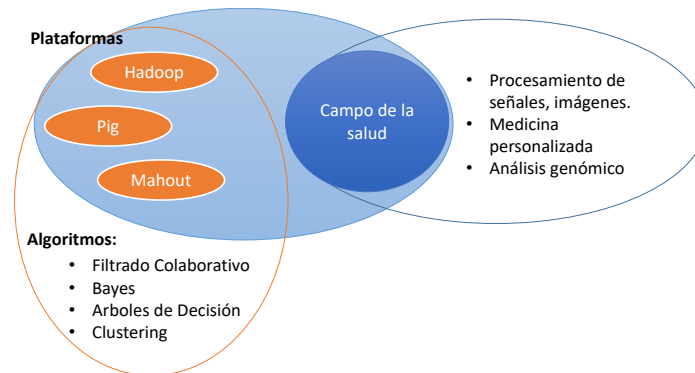


Figura 2 Modelo de *Big Data Analytics* y Salud.

**Algoritmos:** Estos han demostrado ser efectivos al tratar grandes cantidades de datos, como detección de correos spam, análisis de sentimientos en redes sociales, clasificación de documentos, marketing, etc. Su aplicación en el campo de la salud también está dando buenos resultados, sobre todo en la detección y prevención de enfermedades. [Lazer, 2014] mencionan que la empresa Google ha utilizado la algorítmica para comprender el comportamiento de la influenza.

**Campos de la salud:** Hemos descrito algunos de los campos más representativos que pueden beneficiarse del uso del *big data Analytics*. Sin embargo, otros como el tratamiento de señales en tiempo real generados por dispositivos electrónicos médicos, análisis de imágenes (rayos X, tomografía, etc.) y análisis epidemiológico también pueden beneficiarse de esta tecnología.

### Ejemplo de Aplicación del Modelo Propuesto

Un paciente que egresa de un hospital requiere en muchas ocasiones que se le dé seguimiento constante de su salud, máxime si le ha sido implantado uno o más dispositivos electrónicos para monitorear su condición actual de salud. El monitoreo a distancia puede ayudar a reducir la asistencia innecesaria a consultas hospitalarias, también puede prevenir un posible descontrol en el paciente y alertar de esta condición [Verma, 2015]. Con objeto de aplicar el modelo propuesto a un caso específico (figura 3) de monitoreo remoto para medicina personalizada. En

nuestro ejemplo, un hospital cuenta con una plataforma de monitoreo remoto para una población amplia de pacientes, esto sugiere una gran cantidad de datos generados por cada uno de ellos. Ahora pensemos en un paciente que sufre problemas cardíacos y que le han sido implantado uno o más de los siguientes dispositivos para realizarle un monitoreo a distancia:

- *Marcapasos.*- Es un dispositivo electrónico alimentado por baterías que envía señales eléctricas al corazón cuando éste late muy rápido o muy lento para regularizarlo a un ritmo normal.

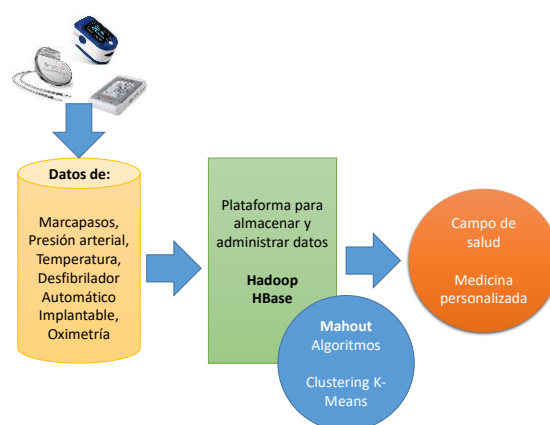


Figura 3 Ejemplo del Modelo propuesto.

- *Dispositivo de Presión arterial.*- También denominado de Presión Sanguínea, se emplea para medir la presión que ejerce la sangre en las arterias. Algunos envían los resultados vía wifi a un servidor de recepción de datos.
- *Dispositivo de control de temperatura.*- Se emplea para medir la temperatura corporal de un individuo. Algunos dispositivos sofisticados se conectan vía Bluetooth a un teléfono celular para luego enviar los datos a un servidor de datos cada cierto tiempo, según sea programado.
- *Desfibrilador Automático Implantable.*- Se emplea para detener y revertir arritmias cardíacas a través de un choque eléctrico. Algunos dispositivos logran hacer un censo de datos de 30, 60, 90 días.
- *Dispositivo de oximetría.*- Se emplean para medir los niveles de oxígeno en la sangre, detectan la condición del corazón y pulmones.

Debido a que los datos generados por los dispositivos se realizan por horas, días, semanas o meses requieren almacenarse para su análisis, en vista que son datos heterogéneos o requieren gran capacidad de almacenamiento. Hadoop es una tecnología de manejo de archivos a escala y Hbase se emplea para manipular tablas de datos de millones de registros, tal como se observa en la figura 4 los datos generados por los dispositivos se crean a través de instancias de almacenamiento de datos llamadas RegionServer las cuales no son otra cosa que tablas de datos, se pueden crear de forma dinámica según se requieran, éstas son almacenadas de forma lógica en un servidor Hadoop bajo el formato del sistema de archivos HDFS. En cuanto al crecimiento de los *cluster* de almacenamiento este también es dinámico y es organizado por un *cluster* líder de Hadoop.

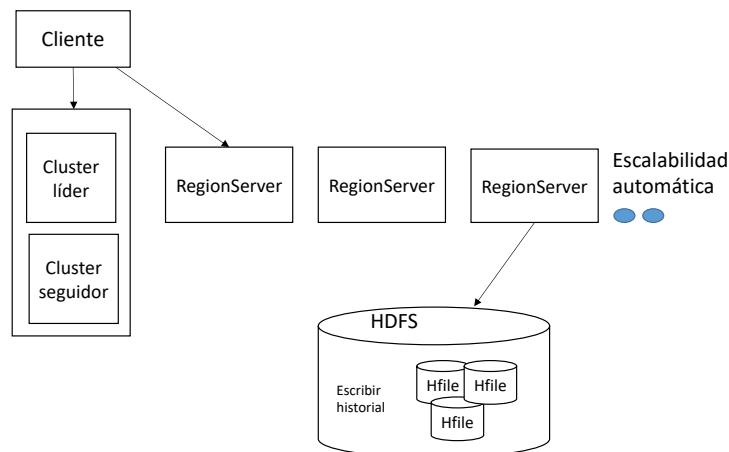


Figura 4 Almacenamiento y manejo de datos.

El análisis de los datos almacenados es una tarea que puede ser llevada a cabo en Mahout, librería de aprendizaje máquina compatible con Hadoop y que se maneja una gran cantidad de algoritmos. Para este caso tomaremos el algoritmo de clasificación K-Means, supongamos que se quiere revisar la presión arterial del paciente para detectar un posible ataque al corazón, de acuerdo a la figura 5 se analizan los datos arrojados por el sensor que toma la presión, se revisan los parámetros de la presión arterial sistólica y la presión arterial diastólica. El algoritmo K-Means permite tomar estos dos valores y por medio de repeticiones sucesivas generaría grupos en base a un valor de referencia denominado

centroide, cuanto más cerca estén los grupos de un centroide significan que pertenecen a ese grupo.

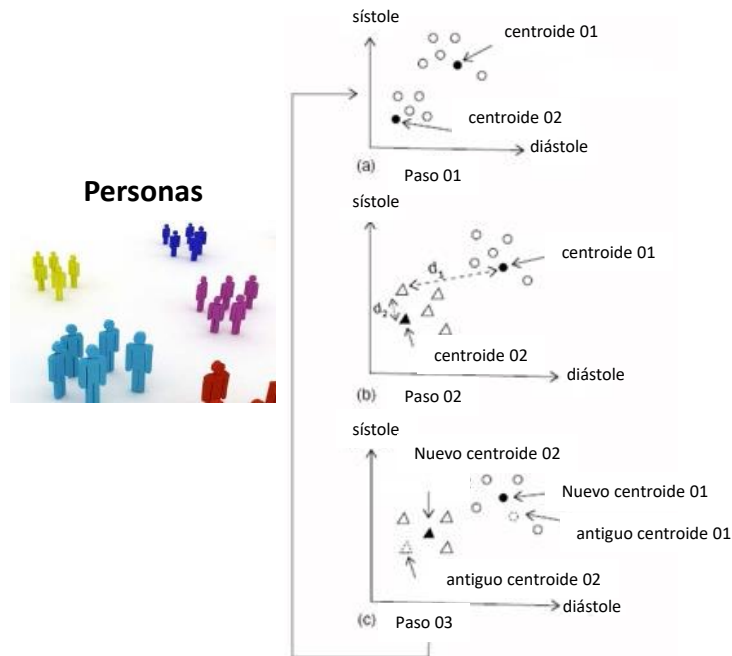


Figura 5 Algoritmo K-Means para clasificación

Una vez que se ha aplicado la analítica de los datos, se pueden interpretar los resultados por un especialista en salud y generar medicina personalizada para el paciente, crear un tratamiento acorde a su condición actual de salud. Por tanto, la observación permanente a distancia de los dispositivos permite evitar que el paciente se mueva de forma innecesaria de su casa al hospital para recibir tratamiento médico sino es requerido. También, permite ver el progreso de recuperación de un paciente de forma más cercana y avisarle de algún posible peligro.

#### 4. Discusión

El presente trabajo ha identificado áreas de oportunidad donde se pueden aplicar las tecnologías de *big data Analytics* a la salud, también presenta un modelo de arquitectura de *big data* que combina el campo de la salud con tecnologías *big data* específicas de almacenamiento y análisis de datos.

Por otro lado, la aplicación de la propuesta de modelo al caso de estudio de monitoreo a distancia con un paciente de problemas de corazón, guarda relación con otros estudios, tal como señala [Srinivasan, 2013] donde aplicaron una serie de modelos predictivos sobre historiales médicos para detectar reclamos por admisiones hospitalarias. También [O'Driscoll, 2013] presenta el uso de Apache Hadoop aplicado en el campo de la medicina genómica, en particular los algoritmos para el análisis de secuencias genómicas y análisis de RNA y [Andreu, 2015] resaltan que *big data Analytics* se puede aplicar a campos como la proteómica, genómica, farmacología.

El análisis empleado en este trabajo, permite obtener información útil de las características de las tecnologías de *big data analytics*, así como de los campos de la salud. Evidentemente, es necesario explorar otros algoritmos de análisis que permitan beneficiar a otros campos de la salud como el tratamiento de imágenes o de audio.

Por otro lado, es necesario investigar cuál es el impacto de estas tecnologías de *big data Analytics* en el campo de la salud. También, se requiere determinar si la comunidad médica considera útiles la aplicación de estas tecnologías y si los conducen a nuevos esquemas de tratamiento de enfermedades.

## 5. Conclusiones

Este estudio ha identificado cuáles son las tecnologías de *big data Analytics* que pueden aplicarse en áreas específicas de salud. El modelo de arquitectura presentado da cuenta que la aplicación de la tecnología de *big data* apoya en las tareas de detección, análisis y toma de decisiones para un combate más responsivo de diversas enfermedades. Lo anterior tiene implicaciones significativas, ya que, al combinar los datos de salud almacenados, con los generados en tiempo real ayudará a comprender mejor el comportamiento de enfermedades, por ejemplo, la influenza y otras enfermedades pandémicas.

Esta investigación, no considera todos los algoritmos que pueden aplicarse en áreas específicas de salud sino los más utilizados para la práctica de *big data Analytics*, por tanto, recomendamos más investigación a este respecto, lo que

puede incluir una revisión de las mejores prácticas de la algorítmica con enfoque específico de salud.

A futuro se busca colaborar con el sector salud y tener acceso a bases de datos médicas para la puesta en marcha y evaluación operativa del modelo propuesto, utilizando en su implementación herramientas libres de *big data*. Asimismo, medir y comparar la eficacia de los algoritmos de análisis de información utilizados en el modelo a implementar. Finalmente, evaluar, por ejemplo, con un escalamiento Likert, la utilidad del modelo operativo para los usuarios de la comunidad médica.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Andreu Perez, J., Poon, C. C., Merrifield, R. D., Wong, S. T., & Yang, G.-Z., Big data for health. *IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics*, 19(4), pp.1193–1208, 2015.
- [2] Balkan, S., & Goul, M., Advances in Predictive Modeling: How In-Database Analytics Will Evolve to Change the Game. *BUSINESS INTELLIGENCE JOURNAL*, 15(2), 2010: [https://www.researchgate.net/profile/Sule\\_Balkan/publication/264905640\\_Advances\\_in\\_Predictive\\_Modeling\\_How\\_InDatabases\\_Analytics\\_Will\\_Evolve\\_to\\_Change\\_the\\_Game/links/53f5c3870cf22be01c3faa29.pdf](https://www.researchgate.net/profile/Sule_Balkan/publication/264905640_Advances_in_Predictive_Modeling_How_InDatabases_Analytics_Will_Evolve_to_Change_the_Game/links/53f5c3870cf22be01c3faa29.pdf).
- [3] Bates, D. W., Saria, S., Ohno-Machado, L., Shah, A., & Escobar, G., Big data in health care: using analytics to identify and manage high-risk and high-cost patients. *Health Affairs*, 33(7), pp. 1123–1131, 2014.
- [4] Belle, A., Thiagarajan, R., Soroushmehr, S. M. R., Navidi, F., Beard, D. A., & Najarian, K., Big Data Analytics in Healthcare. *BioMed Research International*, 2015, pp.1–16, 2015, <https://doi.org/10.1155/2015/370194>.
- [5] Bosch, V. (2016). Big Data in Market Research: Why More Data Does Not Automatically Mean Better Information. *GfK-Marketing Intelligence Review*, 8(2), pp. 56–63, 2016, <https://doi.org/10.1515/gfkmir-2016-0017>.
- [6] Chawla, N. V., & Davis, D. A., Bringing big data to personalized healthcare: a patient-centered framework. *Journal of General Internal Medicine*, 28(3), pp. 660–665, 2013.

- [7] Buffa, M., Petti, M., & Perasso, O., Readmisión hospitalaria en un centro ambulatorio quirúrgico. *Rev. Argent. Anestesiol*, 65(1), pp. 30–40, 2007.
- [8] Costa, F. F., Big data in biomedicine. *Drug Discovery Today*, 19(4), pp. 433–440, 2014.
- [9] Diebold, F. X., On the Origin (s) and Development of the Term 'Big, 2012 Data': [http://papers.ssrn.com/sol3/papers.cfm?abstract\\_id=2152421](http://papers.ssrn.com/sol3/papers.cfm?abstract_id=2152421).
- [10] Dietrich, B. L., Plachy, E. C., & Norton, M. F., *Analytics across the enterprise: How IBM realizes business value from big data and analytics*, 2014 IBM Press: <https://books.google.com/books?hl=es&lr=&id=IGOVAAwAAQBAJ&oi=fnd&pg=PR13&dq=Analytics+across+the+enterprise:+how+ibm+realizes+business+value+from+big+data+and+analytics&ots=cKqJPCO-7N&sig=1A4GHykiBRN8c5bfx7-nLCqUMyg>.
- [11] Feldman, B., Martin, E. M., & Skotnes, T., Big Data in Healthcare Hype and Hope. *Dr. Bonnie*, 360, 2012: [http://www.ghdonline.org/uploads/big-data-in-healthcare\\_B\\_Kaplan\\_2012.pdf](http://www.ghdonline.org/uploads/big-data-in-healthcare_B_Kaplan_2012.pdf).
- [12] Groves, P., Kayyali, B., Knott, D., & Van Kuiken, S., The “big data” revolution in US healthcare. McKinsey & Company Web site, 2013.
- [13] Hamburg, M. A., & Collins, F. S., The path to personalized medicine. *New England Journal of Medicine*, 363(4), pp. 301–304, 2010.
- [14] Hermon, R., & Williams, P. A., Big data in healthcare: What is it used for?, 2014: <http://ro.ecu.edu.au/aeis/22/>.
- [15] Hiltbrand, T., Behavior-Based Budget Management Using Predictive Analytics. *The Business Intelligence Journal*, 18(INL/JOU-12-26713), 2013: <http://www.osti.gov/scitech/biblio/1072389>.
- [16] Ivan, M., & Velicanu, M., Healthcare industry improvement with business intelligence. *Informatica Economica*, 19(2), 81, 2015.
- [17] Jiang, F., & Leung, C., A Data Analytic Algorithm for Managing, Querying, and Processing Uncertain Big Data in Cloud Environments. *Algorithms*, 8(4), pp. 1175–1194, 2015: <https://doi.org/10.3390/a8041175>.
- [18] McAfee, A., & Brynjolfsson, E., Big data: the management revolution. *Harvard Business Review*, 90(10), 60, 2012.

- [19] Jin-ho Jeon, & Seung-Ryul Jeong, Designing a Crime-Prevention System by Converging Big Data and IoT. *Journal of Korean Society for Internet Information*, 17(3), pp. 115–128: <https://doi.org/10.7472/jksii.2016.17.3.115>.
- [20] Lazer, D., Kennedy, R., King, G., & Vespignani, A., The Parable of Google Flu: Traps in Big Data Analysis. *Science*, 343(6176), pp. 1203–1205, 2014: <https://doi.org/10.1126/science.1248506>.
- [21] Luo, J., Wu, M., Gopukumar, D., & Zhao, Y., Big Data Application in Biomedical Research and Health Care: A Literature Review. *Biomedical Informatics Insights*, 8, 1, 2016.
- [22] Mao, H., & Sun, Y., A Way to Understand Inpatients Based on the Electronic Medical Records in the Big Data Environment. *International Journal of Telemedicine & Applications*, 1–9: <https://doi.org/10.1155/2017/9185686>.
- [23] Murdoch, T. B., & Detsky, A. S., The inevitable application of big data to health care. *JAMA*, 309(13), 1351–1352, 2013: <https://doi.org/10.1001/jama.2013.393>.
- [24] Obenshain, M. K., Application of data mining techniques to healthcare data. *Infection Control & Hospital Epidemiology*, 25(08), pp. 690–695, 2014.
- [25] O'Driscoll, A., Daugelaite, J., & Sleator, R. D., Big data, Hadoop and cloud computing in genomics. *Journal of Biomedical Informatics*, 46(5), pp. 774–781, 2013.
- [26] Pigni, F., Piccoli, G., & Watson, R., Digital Data Streams: CREATING VALUE FROM THE REAL-TIME FLOW OF BIG DATA. *California Management Review*, 58(3), pp. 5–25, 2016.
- [27] Priyanka, K., & Kulennavar, N., A survey on big data analytics in health care. *International Journal of Computer Science and Information Technologies*, 5(4), 5865–8, 2014.
- [28] Raghupathi, W., & Raghupathi, V., Big data analytics in healthcare: promise and potential. *Health Information Science and Systems*, 2(1), 1, 2014.
- [29] Simpao, A. F., Ahumada, L. M., & Rehman, M. A. (2015). Big data and visual analytics in anaesthesia and health care. *British Journal of Anaesthesia*, aeu552.



- [30] Schneeweiss, S., Learning from big health care data. *New England Journal of Medicine*, 370(23), pp. 2161–2163, 2014.
- [31] Srinivasan, U., & Arunasalam, B., Leveraging big data analytics to reduce healthcare costs. *IT Professional*, 15(6), pp. 21–28, 2013.
- [32] Verma, A., & Yu, C.-M., HRS Expert Consensus Statement on remote interrogation and monitoring for cardiovascular implantable electronic devices. *Heart Rhythm*, 12(7), e70, 2015.

# **ROBOT CARTESIANO DE 3 GDL PARA INSPECCIÓN DE ESFUERZOS RESIDUALES MEDIANTE PRINCIPIO DE FOTOELASTICIDAD**

***Ángel Vergara Betancourt***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico Superior de Zacapoaxtla  
[avergarabetancourt@gmail.com](mailto:avergarabetancourt@gmail.com)

***Fernando García Ortíz***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico Superior de Zacapoaxtla  
[fer167995@gmail.com](mailto:fer167995@gmail.com)

***Jose Guadalupe Gaona Reyes***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico Superior de Zacapoaxtla  
[lupillo-121192@hotmail.com](mailto:lupillo-121192@hotmail.com)

***Carlos Cortés Martínez***

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico Superior de Zacapoaxtla  
[carloscm91@hotmail.com](mailto:carloscm91@hotmail.com)

## **Resumen**

En este artículo se presenta el diseño de un robot cartesiano de 3 grados de libertad con resolución micrométrica en sus desplazamientos axiales. El objetivo del trabajo es desarrollar un prototipo robótico que sea capaz de posicionar en el espacio una cámara VGA para aplicaciones de inspección industrial. El procedimiento incluye, diseño mecánico, análisis cinemático mediante parámetros Denavit-Hartenberg, diseño electrónico de potencia y de control por computadora, integración de sistema óptico de polarizadores, cámara y procesamiento de imágenes. Como resultado, se presenta un sistema de ejes sinfín acoplados a motores a pasos NEMA 17 los cuales son controlados vía interfaz Arduino-LabVIEW que permite monitorear en tiempo real los puntos de mayor esfuerzo residual en materiales birrefringentes, utilizando técnicas de fotoelasticidad.

**Palabras Claves:** Esfuerzos residuales, fotoelasticidad, inspección industrial, LabVIEW, robot cartesiano.

## **Abstract**

*This paper presents the design of a Cartesian robot of 3 degrees of freedom with micrometric resolution in its axial displacements. The objective of the work is to develop a robotic prototype that is capable of positioning in the space a VGA camera for industrial inspection applications. The process includes, mechanical design, kinematic analysis using Denavit-Hartenberg parameters, electronic power and control design, integration of optical system of polarizers, camera and image processing. As a result, there is a system of endless axes coupled to NEMA 17 stepped motors which are controlled via the Arduino-LabVIEW interface, which allows real time monitoring of points of greatest residual stress in birefringent materials using photoelasticity techniques.*

**Keywords:** Cartesian robot, industrial inspection, LabVIEW, photoelasticity, residual stress.

## **1. Introducción**

El desarrollo de robots cartesianos ha cobrado gran relevancia en la actualidad, debido al auge que han tenido en aplicaciones industriales [Schneider, 2008], [Rojas, et al. 2003], aplicaciones didácticas [Berrio, et al., 2015], en el desarrollo de sistemas de impresión 3D, equipos CNC [Hernández, 2014], automatización de procesos [Carvajal, 2009], [Morales, 2016], dispositivos de monitoreo e inspección industrial [Santoyo, 2014], y sistemas para la investigación en el campo de la óptica [Canales, 2008], etc. Por otra parte, la necesidad de desarrollar métodos de inspección no invasivos y de fácil implementación, ha llevado a la propuesta de análisis de esfuerzos residuales mediante la técnica de fotoelasticidad [Schajer, 2013], los cuales se han utilizado en diferentes áreas industriales y se ha impulsado su desarrollo en la investigación [Briñez, 2013], por ejemplo, la aplicación de la técnica de fotoelasticidad para determinar esfuerzos en probetas debido al efecto de la forma y el material de estas [Gutiérrez, 2016].

Derivado de lo anterior, en este trabajo se propone como objetivo, diseñar y desarrollar un sistema robótico de posicionamiento axial de 3 grados de libertad (GDL), que sea capaz de posicionar con resolución micrométrica, una cámara VGA para inspección industrial de esfuerzos residuales en materiales birrefringentes utilizando el principio de fotoelasticidad. Adicionalmente, se espera que este mismo sistema, adquiera versatilidad en el efector final y pueda incluso dirigir un sensor o herramienta para ejecutar tareas de alta precisión, tales como: el maquinado de piezas, grabado mediante técnicas láser, inspección detallada de objetos o manipulación de piezas.

De acuerdo con lo reportado en la literatura [Barrientos, et al, 1997], según el informe técnico de la Federación Internacional de Robótica (IFR) de 1988, un robot industrial se define como “una máquina de manipulación automática, reprogramable y multifuncional con tres o más ejes que pueden posicionar y orientar, piezas, herramientas o dispositivos, para la ejecución de tareas diversas en procesos industriales”. Por otra parte y en función de su estructura y movimiento al desplazarse, existen diversas clasificaciones de robots, pero los que resultan de interés en este trabajo de investigación, son los llamados robots cartesianos. Estos robots se desplazan a través de tres coordenadas lineales (X – Y - Z). Son muy comunes porque son utilizados en aplicaciones para la industria y en su funcionalidad como para tareas de soldadura, pintura, perforación de placas de acero, etc.

El proceso metodológico para el desarrollo del sistema que aquí se plantea se divide en cuatro etapas: La primera etapa consistió en determinar el sistema requerido y en el diseño estructural del robot utilizando herramientas de diseño por computadora (CAD). La segunda parte del proceso, consistió en el análisis cinemático del robot mediante el cálculo de parámetros de Denavit-Hartenberg [Craig, 2006] y obtención de la matriz de transformación homogénea. La tercera etapa se ocupa de la integración de los elementos electrónicos de control y de potencia, para lo cual se agregó un sistema de energía, y se utilizó la tarjeta de desarrollo Arduino Mega ADK como interfaz entre el prototipo y la computadora. Finalmente, se desarrolló con ayuda del software de instrumentación virtual

LabVIEW, un sistema de monitoreo en tiempo real, el cual permitirá la visualización de esfuerzos residuales utilizando el principio de fotoelasticidad. La figura 1 sintetiza este proceso. La propuesta inicial del prototipo se presenta a través de la figura 2.

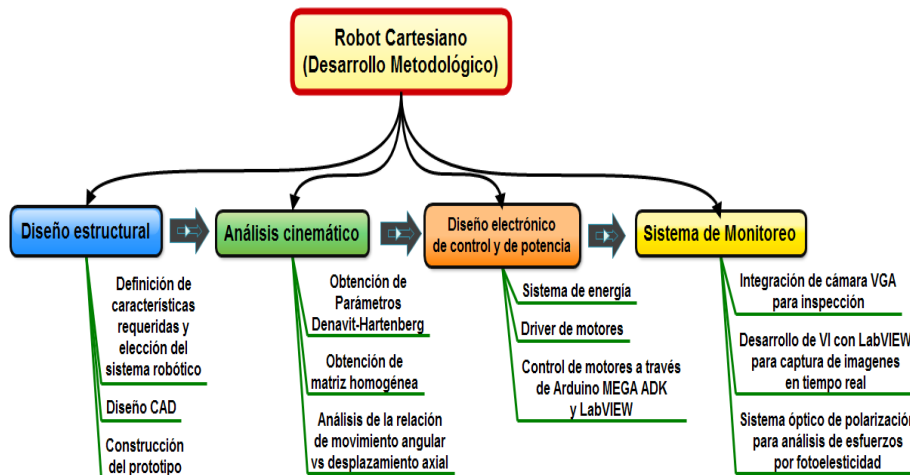


Figura 1 Proceso de diseño y desarrollo del prototipo robótico de 3 GDL.

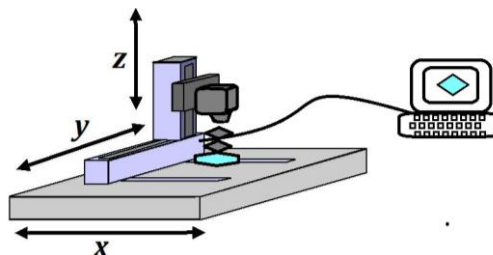


Figura 2 Esquema de la propuesta del sistema robótico cartesiano de 3GDL.

El esquema funcional del sistema completo que se propone y que incluye la captura de imágenes, la interfaz con el usuario, el control de los motores y la alimentación al sistema, se muestra en la figura 3.

Como resultado del trabajo, se logró el diseño y construcción de un dispositivo cartesiano de 3 GDL, el cual es manipulado mediante LabVIEW a través de una interfaz utilizando Arduino Mega ADK. Se realizó el análisis cinemático del robot y a través de la matriz de transformación homogénea que asocia la base del robot con la posición final del efector o herramienta del sistema, se calcularon los puntos

de alcance de robot en base al movimiento de cada motor. El prototipo ofrece la capacidad para posicionar espacialmente una herramienta en un área de trabajo específica, logrando desplazamientos lineales micrométricos. Esta resolución le dota al sistema de características específicas para aplicaciones de precisión en la industria o en procesos de análisis e investigación de laboratorio.

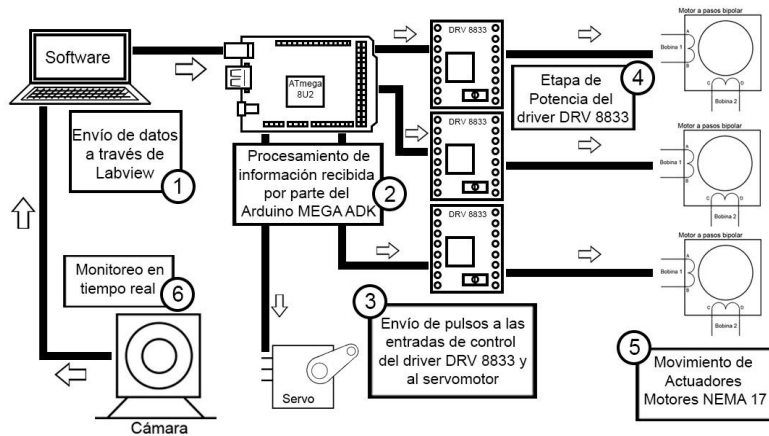


Figura 3 Esquema funcional general del sistema robótico cartesiano de 3GDL.

El sistema que se ha desarrollado, permite disponer de un dispositivo de inspección y análisis sobre un área determinada. El sistema es capaz de colocar una cámara VGA sobre muestras de materiales transparentes que presentan propiedades birrefringentes y que han sido previamente iluminadas con una fuente de luz polarizada. Dichos materiales son analizados a través de un polarizador, y las imágenes observadas son capturadas y enviadas a la computadora mediante el software LabVIEW, las cuales serán procesadas posteriormente para determinar de manera cualitativa la existencia de esfuerzos residuales en su estructura.

## 2. Métodos

### Diseño Estructural

La primera parte del desarrollo consistió en el diseño estructural del robot. Se propuso que el área de trabajo del robot cubriera al menos un área de 15 cm<sup>2</sup> efectiva, es decir, el área que podría cubrir la cámara VGA para inspección. De

acuerdo con lo reportado en la literatura referente a diseños de robots, se encontró una estructura que podría satisfacer los requerimientos que se demandan [Berrio, et al., 2015]. Se optó por seguir este diseño y se procedió a rediseñarlo de acuerdo a las necesidades propias de este trabajo. De esta manera, se planteó una estructura cartesiana elaborada en su mayoría de material acrílico con dimensiones espaciales de 40x30x15 cm.

Para generar los movimientos en X, Y y Z, se propuso utilizar como actuadores, 3 motores a pasos NEMA 17 con resolución de 200 pasos por revolución. Para la transmisión del movimiento, se planteó que a cada eje del motor se le acoplaran directamente tornillos sinfín con paso axial de 1mm y se colocaron guías de forma paralela al sinfín, con el objetivo de alinear el sistema axial. De esta manera, se procedió a realizar el modelo propuesto SolidWorks 2015. En la figura 4, se muestra la base del sistema que ejecutará los movimientos en X y Y.

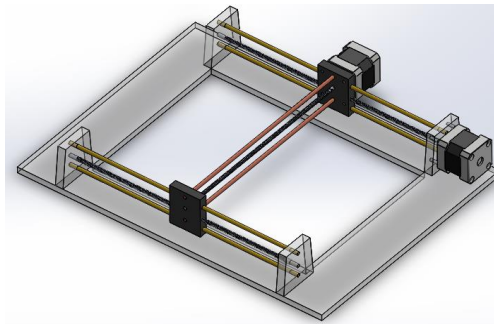


Figura 4 Base de acrílico sistema cartesiano: espárragos, guías y motores a pasos.

Posteriormente se diseñó la estructura del extremo final del robot, la cual soporta la cámara VGA para inspección y representaría los desplazamientos a lo largo del eje Z. Este GDL resulta necesario para poder enfocar la lente de la cámara de inspección. La propuesta se muestra en la figura 5.

El ensamble completo, quedó definido como lo muestra la figura 6. En referencia a la figura 6, se especifica que el área de trabajo es de aproximadamente de 15 cm<sup>2</sup> y que el desplazamiento mínimo que se genera en cada uno de los ejes es del orden de micras. Para determinar esta resolución, se consideró que el motor ofrece 200 pasos por revolución y que cada paso representa un desplazamiento

angular de  $1.8^\circ$ . Considerando que el paso axial del sinfín es de 1mm, se puede calcular entonces que este giro mínimo del motor se traduce en un desplazamiento de 5 micras, desplazamiento que le permite al robot ejecutar tareas que requieren precisión en los desplazamientos.

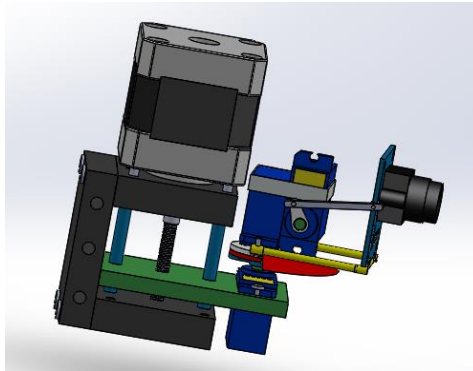


Figura 5 Parte de desplazamiento en Z e integración de cámara VGA como efector final.

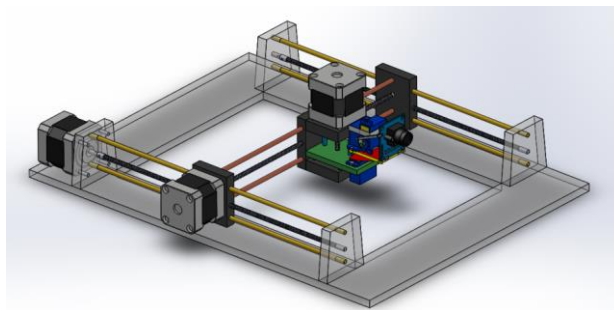


Figura 6 Modelo final del sistema completo y ensamblado.

### Análisis Cinemático

La posición y orientación de cualquier robot, puede realizarse mediante una representación matricial de  $4 \times 4$  elementos, conocida como Matriz de Transformación Homogénea (MTH), la cual está conformada por cuatro sub-matrices: de rotación (R), de posición (P) de perspectiva (Q) y de amplificación (1), tal y como se muestra en la ecuación 1.

$${}^{i-1}T_i = \begin{bmatrix} R & P \\ Q & A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{xx} & R_{xx} & R_{xx} & P_x \\ R_{xx} & R_{xx} & R_{xx} & P_y \\ R_{xx} & R_{xx} & R_{xx} & P_z \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$



Una vez obtenido el diseño, se procedió a realizar el análisis cinemático del robot, por lo cual se utilizó el modelo de la figura 6 para la obtención de los parámetros Denavit-Hartenberg [Barrientos, et al, 1997], [Craig, 2006] y con ello construir la matriz de transformación homogénea de cada articulación, ecuación 2.

$${}^{i-1}T_i = \begin{bmatrix} C\theta_i & -C\alpha_i S\theta_i & S\alpha_i S\theta_i & a_i C\theta_i \\ S\theta_i & C\alpha_i C\theta_i & -S\alpha_i C\theta_i & a_i S\theta_i \\ 0 & S\alpha_i & C\alpha_i & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Para los tres grados de libertad que representan los movimientos axiales, y considerando que el origen del sistema base  $\{S_0\}$ , se halla en la parte central del primer servomotor, los parámetros quedaron definidos en la tabla 1.

Tabla 1 Parámetros Denavit-Hartenberg para el robot cartesiano propuesto.

Articulación	$\theta$	$d$	$a$	$\alpha$
1	$90^\circ$	$l_{z01} + q_1$	$l_{x01}$	$-90^\circ$
2	$90^\circ$	$l_{z12} + q_2$	$l_{x12}$	$-90^\circ$
3	$0^\circ$	$l_{z23} + q_3$	$l_{x23}$	$0^\circ$

Donde,  $l_{z01} = 85\text{mm}$ , representa la distancia que existe entre el origen del sistema 0 y el origen del sistema 1 a lo largo del eje Z sobre el cual se genera el primer grado de libertad del robot, cuando se ha retraído lo máximo el robot. Esta distancia es debida a las dimensiones propias de los servomotores y a restricciones mecánicas en el espárrago. De la misma forma para los otros servomotores  $l_{z12} = 50\text{mm}$  y  $l_{z23} = 65\text{mm}$ . Mientras que la distancia entre sistemas a lo largo de los ejes X, producto de las dimensiones de los motores y de la estructura del robot, se representan por  $l_{x01} = 5\text{mm}$ ,  $l_{x12} = 35\text{mm}$  y  $l_{x23} = 60\text{mm}$ . Con los parámetros D-H del robot definidos en la tabla 1 y considerando las dimensiones físicas antes descritas, se construyen cada una de las matrices homogéneas para cada articulación y se multiplican entre ellas. Esta forma la matriz final queda definida por la ecuación 3.

$${}^0_3T = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & q_2 + 50mm \\ 0 & 0 & 1 & q_3 + 70mm \\ 1 & 0 & 0 & q_1 + 180mm \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Extrayendo la sub-matriz de posición, se pueden determinar las posiciones  $\{X, Y, Z\}$  del efector final, como se expresa respectivamente en las ecuaciones 4, 5 y 6, las cuales quedan en función de las variables de desplazamiento.

$$p_x = q_2 + 50mm \quad (4)$$

$$p_y = q_3 + 70mm \quad (5)$$

$$p_z = q_1 + 180mm \quad (6)$$

### Sistema de Control y de Potencia

Esta etapa se encargará de enviar las señales eléctricas a los motores, de generar la comunicación con LabVIEW y de controlar el dispositivo. Para ello, se optó por utilizar la tarjeta Arduino Mega ADK, que contiene un firmware de código abierto, que permite tener un acceso fácil al desarrollo de este prototipo. Para el caso de trabajar con la potencia adecuada para mover los motores a pasos, se sugirió el uso de los drivers A4988 [MicroSystems, 2014], los cuales incluyen un regulador de corriente. Los motores usados en este proyecto son los NEMA 17 de tipo bipolar, son motores muy precisos e ideales para montar impresoras 3D, tienen un ángulo de paso de  $1.8^\circ$  (200 pasos por vuelta) y cada bobinado es de 1.2 A a 4 V, capaces de cargar con 3.2 kg/cm (44 oz\*in). Las conexiones de este circuito son entre los pines del Arduino Mega ADK y pines del driver A4988, tal y como se muestra en la figura 7.

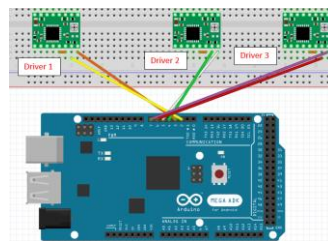


Figura 7 Diagrama de control driver de potencia y pines digitales de Arduino MEGA ADK.

Para la parte de potencia, las conexiones se realizan entre los 4 cables de las dos bobinas del motor NEMA 17, las fuentes de voltaje y el lado derecho del driver, como se muestra en la figura 8.

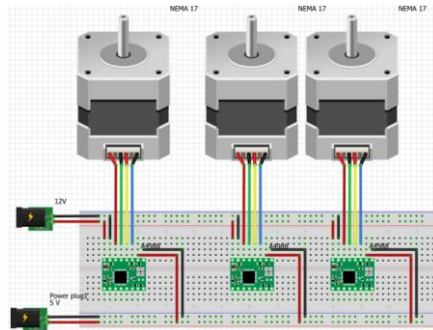


Figura 8 Diagrama de potencia entre motores a pasos NEMA 17 y driver A4988.

## Sistema de Monitoreo

El sistema de monitoreo, tiene la finalidad de establecer una comunicación entre una computadora y el robot. De esta forma el usuario puede manipular de forma fácil el dispositivo desde un panel de control, como el mostrad en la figura 9. Para este propósito, se utilizó el software LabVIEW, y el Firmware de LIFA BASE para utilizar las librerías de Arduino en LabVIEW.



Figura 9 Panel frontal del sistema de monitoreo.

A través del panel frontal, se puede controlar el movimiento de cada uno de los motores a pasos, estableciendo precisión de los movimientos y dirección de giro.

Por otra parte, el panel también permite observar las imágenes que capta la cámara que tiene el dispositivo, así como almacenar estas imágenes en archivos de computadora. La lógica de programación para el control de motores y para el sistema de monitoreo es mostrado en los diagramas de flujo de la figura 10 y figura 11 respectivamente.

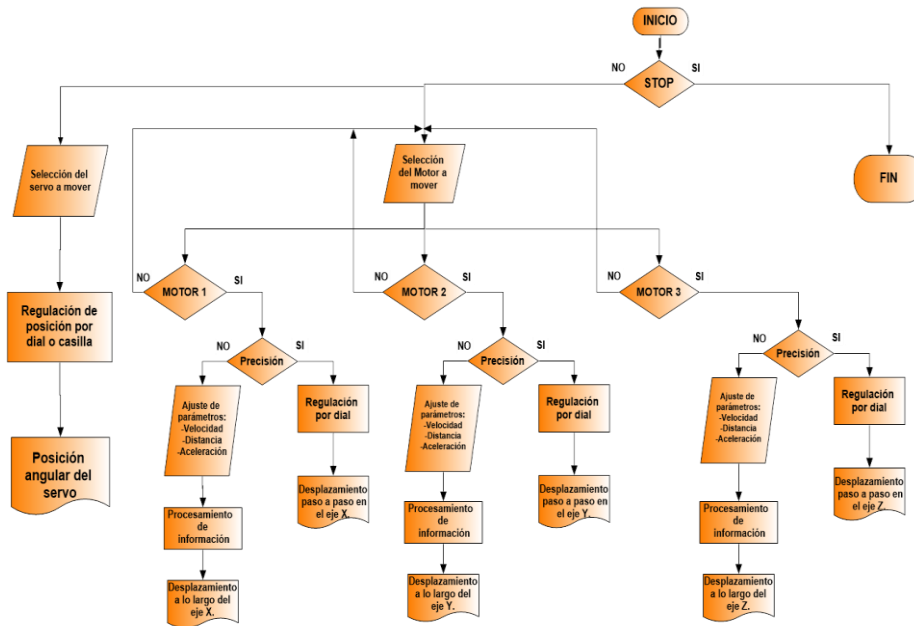


Figura 10 Diagrama de flujo del control de motores.

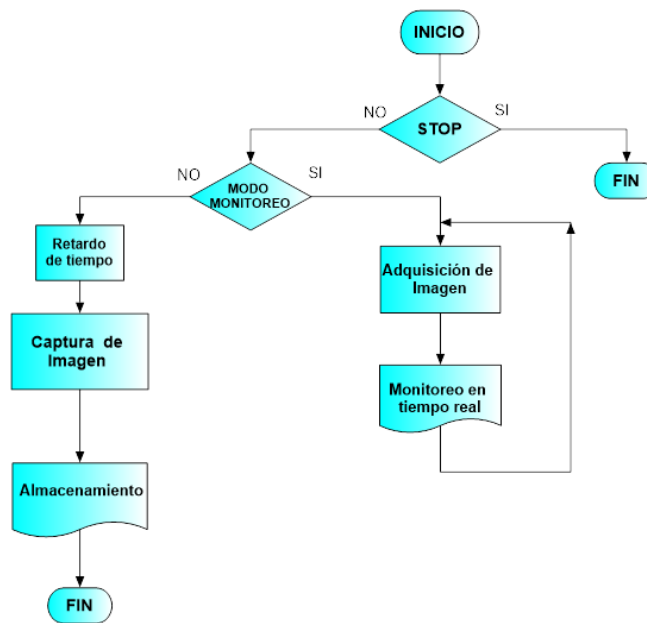


Figura 11 Diagrama de flujo del sistema de monitoreo.

### 3. Resultados

Con el desarrollo del sistema se puede monitorear adecuadamente una pieza birrefringente logrando apreciar el fenómeno foto-elástico [Negrete, 2009], [PhotoStress, 2016], [Kalpakjiang, 2008] a través de franjas de colores, que representan la distribución de esfuerzos residuales en la pieza, debido a que el material presenta propiedades de anisotropía óptica mejor conocida como birrefringencia. La visualización del fenómeno de fotoelasticidad se logra con los elementos presentados a continuación y en el orden que muestra la imagen de la figura 12.

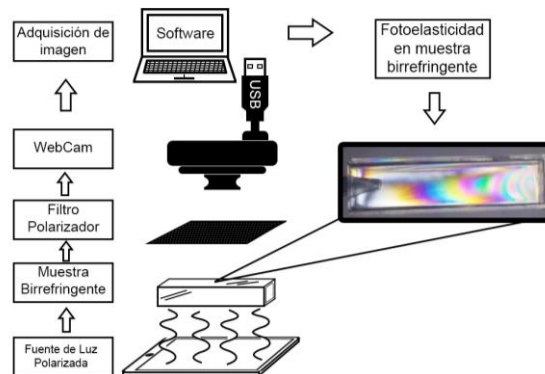


Figura 12 Sistema y proceso de monitoreo.

A continuación, se presentan una serie de piezas con propiedades birrefringentes, que fueron capturadas con el sistema mecatrónico desarrollado. En este trabajo se hace una evaluación cualitativa de las tensiones residuales en las diferentes muestras, solo se analizarán los puntos críticos de las piezas en base a las franjas captadas, tampoco se determina de que tipo son.

En la figura 13, se tiene una pieza de plástico que, al ser monitoreada, exhibe un gradiente de colores a lo largo de su estructura, indicando diferentes órdenes de franja. En este caso se describen franjas de color amarillas y azules, que son catalogadas como franjas de orden bajo, es decir zonas de la pieza con poca probabilidad de ruptura.

En la figura 14 se presenta una imagen de la misma pieza, en la que se describen otros puntos con diferente tonalidad a las mostradas anteriormente.

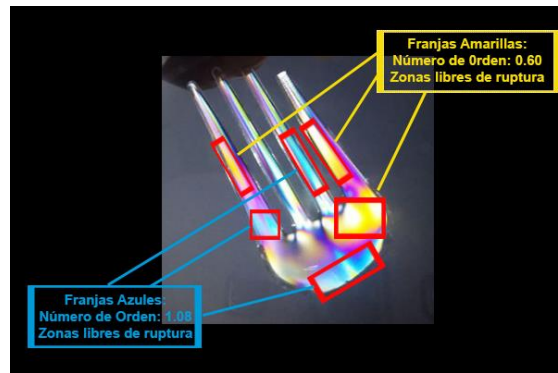


Figura 13 Pieza de material birrefringente observada a través del fenómeno de fotoelasticidad. Se muestran zonas de bajo riesgo de ruptura.

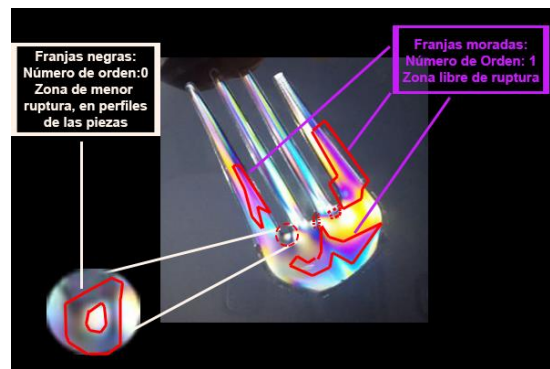


Figura 14 Pieza de material birrefringente observada a través del fenómeno de fotoelasticidad. Se explican los puntos de ruptura.

#### 4. Discusión

Con el desarrollo del sistema robótico cartesiano de 3GDL, se logró desplazar y posicionar una cámara VGA para la inspección de piezas con propiedades birrefringentes. El mecanismo de tornillos sinfín que se utilizó, permitió una resolución en el movimiento del manipulador del orden de 5 micras, lo que sugiere aplicaciones del robot en otros campos como la manufactura y el maquinado de piezas. Por otra parte la interfaz con LabVIEW, ha permitido controlar los desplazamientos del robot a través de la interfaz gráfica, indicándole al sistema cuanto se desea desplazar cada motor y con qué resolución se debe mover. La misma interfaz gráfica integra una pantalla de monitoreo a través de la cual se pueden observar en tiempo real las imágenes que la cámara está capturando, además de que se pueden grabar y almacenar en la computadora.

Por otro lado, con la aplicación del método foto-elástico para el monitoreo de piezas con propiedades birrefringentes y gracias a la caracterización de los órdenes de franja que representan el nivel de fractura provocado por las tensiones residuales, se ha logrado identificar las zonas que presentan mayores esfuerzos residuales en diferentes muestras de prueba que han sido analizadas. Este método de análisis, además de ser simple y económico en su implementación, también ofrece la posibilidad de evaluar al instante, la calidad en materiales birrefringentes y con ello sugerir medidas correctoras con el fin de prevenir fallos en futuros diseños y procesos de manufactura. Por otro lado el análisis de piezas birrefringentes a través del reconocimiento de franjas isocromáticas también ha sido útil para establecer zonas convenientes, para la aplicación fuerza externas sin riesgo o con el menor riesgo de fractura en el material.

## **5. Conclusiones**

Con el este trabajo se han integrado distintos campos de estudio de las ingenierías y ciencias, tales como la mecatrónica, la robótica, la óptica y los sistemas de procesamiento, desarrollando con ello un sistema optmecatrónico con aplicaciones en la industria y en la investigación. Estas disciplinas además contribuyen con los resultados de este trabajo, a fortalecer campos de la ingeniería tales como, sistemas de manufactura, sistemas de calidad en la producción, automatización de procesos entre otros. Se ha logrado desarrollar un autómatas cartesiano de 3 GDL, que permiten colocar una cámara VGA en un espacio determinado por las dimensiones de prototipo, pero además, también puede adecuarse otro tipo de herramienta que pueda ser utilizada en otros procesos, por ejemplo en maquinado y grabado de piezas. Se desarrolló un sistema de desplazamientos micrométricos, aunque aún existen posibilidades de mejorar aspectos técnicos y de diseño que le dotarán al sistema de mayor precisión y control. El sistema de monitoreo, ofrece la posibilidad de que de una forma sencilla y simple, operadores o gente inexperta en ingeniería y mecánica de materiales, pueda realizar un diagnóstico inmediato respecto a la calidad de piezas birrefringentes. Finalmente, se puede concluir, que este sistema es de fácil

implementación y con ajustes pertinentes, se puede economizar en su diseño y construcción.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Barrientos A., Peñin L. F., Balaguer C. y Aracil R., Fundamentos de Robótica, 1era. Edición en Español, McGraw-Hill, 2007.
- [2] Berrio J., Arcos E., Zuluaga J., Corredor S., Diseño y construcción de un robot cartesiano de 3 grados de libertad, IV Congreso Internacional de Ingeniería Mecatrónica y Automatización CIIMA, 2015.
- [3] Briñez de León, Juan Carlos, A. R., Estudios de fotoelasticidad: desarrollos y aplicaciones, Revista Politécnica, pp. 27-36, 2013.
- [4] Canales C., Cosandier F., Boetsch G., et al., A complete manipulation platform for characterization of microcomponents, Optomechatronic Technologies, Proc. of SPIE Vol. 7266, 726605-1, 2008.
- [5] Carvajal, R. J., Godoy H. R., Rodríguez Q. W., Proyecto mecatrónico de brazo robot cartesiano integrado a una celda de almacenamiento y recuperación automatizada AS / RS de un Sistema Flexible de Manufactura FMS. ITECKNE, Vol. 6, Número 1, 2009
- [6] Craig John J. Introduction to Robotics: Mechanics & Control. Boston, Addison Wesley Publishing Company, 1986.
- [7] Gutiérrez Casiano, N. G. V., Efecto de la forma y el material de las probetas para determinar esfuerzos por fotoelasticidad, Coloquio de Investigación Multidisciplinaria, pp. 415-422, 2016
- [8] Hernández Hernández, Carlos, R. M, Diseño, construcción y prueba de una máquina de control numérico por computadora (CNC), para fresado y perforado de placas fenólicas, *Pistas Educativas*, pp. 1148-1169, 2014
- [9] Kalpakjiang, S. y Schmi, S., Esfuerzos residuales, de Manufactura, Ingeniería y Tecnología, Naucalpan, Edo. de México, Pearson, pp.95, 2008.
- [10] MicroSystems, A, DMOS Microstepping, Driver with Translator and Overcurrent Protection, Allegro MicroSystems, LLC, Worcester, Massachusetts, USA, 2014.



- [11] Morales González, Gustavo Adolfo, M. A., Simulación e interacción gráfica con robot manipulador industrial para el sensado y manipulación de objetos. *Pistas Educativas*, pp. 1-20, 2016.
- [12] Negrete, J. M., Color y longitud de onda de Análisis Experimental de Esfuerzos por medio de la fotoelasticidad, Coquimatlán, Colima, Trabajo de tesis, pp. 11, 2009
- [13] PhotoStress, Introducción al análisis tensional mediante photostress, Detroit, Estados Unidos, PhotoStress, 2016.
- [14] Rojas J, Mahla I, Muñoz G, Castro D, Diseño de un sistema robótico cartesiano para aplicaciones industriales, *Revista Facultad de Ingeniería, U.T .A. (chile)*, vol 11 n° 2, 2003.
- [15] Santoyo Mora, Mauro J. A., Sistema de Visión Multiespectral para el Análisis de Tejidos Biológicos, *Pistas Educativas*, pp. 1329-1347, 2014.
- [16] Schajer, G. S., *Practical residual stress measurement methods*, Wiley, 2013.

# **BRAZO ROBÓTICO CONTROLADO POR MEDIO DE VISIÓN COMPUTACIONAL UTILIZANDO UN KINECT**

***Celina Villicaña González***

Universidad Panamericana

*celinavg@up.edu.mx*

***María Teresa Orvañanos Guerrero***

Universidad Panamericana

*torvananos@up.edu.mx*

***Eduardo Rodríguez Figueroa***

Universidad Panamericana

*eduardorodriguez@up.edu.mx*

## **Resumen**

La presente investigación se centra en el desarrollo de un brazo robótico controlado por medio de reconocimiento de movimiento a través de los sensores integrados en un XBOX Kinect versión 1.8 y el SDK disponible para el entorno de desarrollo C#, el brazo robótico cuenta con 3 grados de libertad, los cuales son controlados por servomotores y un microprocesador ATmega programado en lenguaje C. La estructura del brazo robótico fue diseñada por computadora utilizando el programa de diseño asistido por computadora SolidWorks, posteriormente se realizó la estructura final utilizando una impresora 3D, eligiendo este método debido a la facilidad de impresión y el peso del material. Con la realización de este proyecto se pretende medir los alcances y tiempo de respuesta que el Kinect versión 1.8 nos permite para dar paso al desarrollo de algún dispositivo controlado por reconocimiento de movimiento el cual pueda ayudar en el área médica de la fisioterapia para realizar un control sobre el paciente más eficiente e inclusive más exacto.

**Palabras Claves:** Brazo robótico, esqueleto, modelo 3D, servomotor, solidworks, XBOX Kinect.

## **Abstract**

*The present research focuses on the development of a robotic arm controlled by motion recognition through the sensors integrated in an XBOX Kinect version 1.8 and the SDK available for the C# development environment, the robotic arm has 3 degrees of freedom which are controlled by servomotors and a ATmega microprocessor programmed in the C language. The structure of the robotic arm was designed by computer using the solid modeling computer-aided design and computer-aided engineering program SolidWorks, later the final structure was built using a 3D printer, choosing this method due to the ease of printing and the weight of the material. The propose of this research is to measure the reaction time that the Kinect version 1.8 allows us to give way to the development of some device controlled by recognition of movement which can help in the medical area of the physiotherapy to realize a control of the patient in a more efficient and accurate way.*

**Keywords:** *Atmega, robotic arm, servomotor, skeleton, solidworks, XBOX Kinect, 3D Model.*

## **1. Introducción**

El uso de los sensores de profundidad en el ámbito de la robótica es un tema muy controversial y extenso, en el artículo [Kefer, 2011] se realiza una comparación entre los sensores de profundidad del Kinect y la información de profundidad otorgada por una cámara estereoscópica, con lo cual se llega a una mejoría en la información obtenida por el Kinect, cabe mencionar que en el artículo el SDK no había sido liberado para los desarrolladores por lo cual los métodos de obtención del Kinect no estaban optimizados, por lo tanto se podría deducir que el Kinect aporta mejores datos de la profundidad.

En el ámbito de la optimización industrial la mayoría de los enfoques dados a esta son el seguimiento de la línea de producción automatizada la cual, por lo general, se enfoca directamente en los productos más que en los trabajos realizados por personas. En el artículo [Lipovits, 2016] es realizada una investigación utilizando el Kinect para el reconocimiento de gesto realizado por los trabajadores en la línea

de producción, con la cual se busca la optimización de la misma por medio de algoritmos de minería de datos. En este artículo se realizará un brazo robótico el cual posea 3 grados de libertad con lo cual se buscará imitar el movimiento de un brazo humano, para ello se utilizó un Xbox Kinect debido a la gran gama de sensores y datos que este nos facilita además del SDK que Microsoft proporciona con la plataforma Kinect para desarrolladores.

Si bien el área de investigación del Kinect como ayuda o soporte en la ámbito de la rehabilitación de pacientes no es un tema extensamente investigado, se han realizado investigaciones relacionadas como es el caso de la investigación realizada por John E. Muñoz-Cardona, Oscar A. Henao-Gallo y José F. López-Herrera en la que “muestra la creación de un novedoso sistema para la rehabilitación física de pacientes con múltiples patologías, a través de dinámicas con videojuegos de ejercicio (exergames) y el análisis de los movimientos de los pacientes usando un software desarrollado” [Muños,2013].

## **2. Métodos**

Para el desarrollo de este proyecto, se hizo uso del “*Kinect for Windows SDK*” versión 1.8, el cual permite obtener información mediante los diferentes sensores y cámaras con las que cuenta el Kinect, este dispositivo es capaz de procesar color y profundidad además de identificar el esqueleto humano y obtener datos de profundidad relativa entre el objeto y el Kinect.

Las cámaras y sensores con las que cuenta el dispositivo Kinect son:

- Una cámara RGB con una resolución de 1280x960
- Un emisor infrarrojo y un sensor infrarrojo de profundidad, el emisor emite la luz infrarroja y el sensor de profundidad lee la reflexión, calculando con esta la profundidad del esqueleto.
- Un arreglo de 4 micrófonos para capturar el sonido.
- Un acelerómetro de 3 ejes, el cual permite saber la posición del dispositivo, además de ajustar la misma conforme a la configuración establecida.

Para hacer uso de los múltiples sensores que el Kinect nos ofrece, lo primero que sé que se realizó es obtener el estado de nuestro Kinect, ya que se pudiera dar el

caso de una falla de hardware, con la cual se perdería la comunicación con este y por lo tanto no se podrían obtener los datos deseados, dichos estados se encuentran en el enumerador “*KinectStatus*”. Para la monitorización del estado de nuestro Kinect el SDK provee la clase “*KinectSensor*”. En la cual se pueden acceder a los múltiples Kinects, si se diera el caso, que se encuentran configurados y conectados a nuestro ordenador, la propiedad que nos facilita dicha información es “*KinectSensors*” de la misma clase “*KinectSensor*”. En este trabajo solamente se utilizará un Kinect, por lo tanto, si es que se encontraban conectados distintos Kinects solo uno de estos fue utilizado [Microsoft Corporation, 2016]. Una vez que se obtenga el sensor Kinect conectado a nuestro ordenador, se procede a habilitar los diferentes sensores con los cuales se realiza un “streaming” de los datos que estos proporcionan. Los datos los cuales pueden ser obtenidos por nuestros diferentes sensores son: color, profundidad, esqueleto e infrarrojo. Para habilitar los sensores y el streaming de los datos deseados, se habilitan directamente en nuestro sensor Kinect que fue obtenido con anterioridad. Para este trabajo solamente se habilitarán los sensores de esqueleto y de profundidad, en los cuales se utilizan las clases “*SkeletonStream*” y “*DepthStream*” ambas contenidas en nuestra clase “*KinectSensor*” [Microsoft Corporation, 2016]. Una vez configurado el tipo de sensores que utilizara el Kinect, procedemos a configurar el tipo de rastreo de esqueleto que nuestro Kinect utilizara para sensar el esqueleto, ya que este ofrece dos formas de rastreo las cuales consisten en si la persona a sensar se encuentra sentado o de pie, a las cuales se refiere como modo sentado y modo por defecto respectivamente. Las diferencias y similitudes de sensar, ya sea en modo sentado o modo por defecto, se tomarán de la documentación ofrecida en [Microsoft Corporation, 2016]:

- El modo por defecto rastrea 20 articulaciones esqueléticas diferentes mientras tanto en el modo sentado solo se rastrearán 10 articulaciones siendo estas las del cuerpo superior.
- El modo por defecto detecta al usuario en función de la distancia del sujeto al fondo, en el modo sentado utiliza el movimiento del usuario para detectarlo y distinguirlo del fondo.

- Para que el usuario sea reconocido por el kinect, en el modo por defecto, simplemente se necesita estar frente al kinect, mientras tanto, en el modo sentado, es necesario que el usuario comience a moverse para este ser identificado.
- En el modo por defecto no es aconsejable rastrar usuarios que se encuentren sentados, mientras que en el modo sentado los usuarios parados pueden ser identificados, pero aun así en este modo el usuario necesita mover sus extremidades para ser identificado.
- En el modo sentado, en el procesamiento de los datos difiere en el módulo de segmentación, con respecto al modo predeterminado, debido a que los datos o imagen solo por el hecho de encontrarse sentado contienen mayor ruido y variabilidad.
- El modo sentado utiliza mayores recursos, además de demorar el procesamiento de cada una de las capas, por lo tanto, disminuye el número de cuadros por segundo de la imagen.
- El modo sentado provee una mayor fiabilidad al momento de reconocer esqueletos, siempre y cuando el kinect se encuentre en el modo de rango cercano.
- Ambos modos de rastreo solamente pueden seguir el rastro de 2 personas.
- Solo un modo de rastreo puede ser utilizado a la vez.
- Si se cuentan con dos Kinects conectados a la misma computadora, siempre y cuando se encuentren en un proceso diferente, estos pueden ser configurados en diferentes modos de rastreo.

Dadas las similitudes y diferencias que hay entre los dos modos que nos ofrece el SDK del Kinect, deducimos que el mejor modo a utilizar sería el modo sentado utilizando el modo de rango cercano, ya que si bien el modo sentado utiliza un mayor consumo de recursos este realiza un mejor rastreo en cuanto al modo por default.

Una vez configurado el modo de rastreo que se utilizara, se añade un método a la serie de delegados que nuestro sensor Kinect posee en la propiedad

SkeletonFrameReady la cual es invocada en cada cuadro en el que el esqueleto sea, independientemente si fue encontrado uno o no, buscado. Posteriormente iniciamos la adquisición de los sensores por medio del método Start del sensor Kinect.

### Obtención de Ángulos de las Articulaciones

Para obtener los ángulos que se dan en las principales articulaciones del brazo se desarrolló un software en el lenguaje de programación C# el cual permite procesar los datos obtenidos del Kinect por medio de las librerías que su SDK ofrece, además de utilizar la comunicación serial a través del puerto USB el cual permite la comunicación con nuestro sistema de control, la comunicación será detallada posteriormente.

Para poder replicar el movimiento de un brazo es necesario conocer al menos 3 de los ángulos que se forman en las principales articulaciones, el primero de ellos está comprendido como el ángulo que se forma entre el hombro, el codo y la muñeca figura 1 que puede ser considerado como el ángulo medido desde una vista frontal del brazo, el segundo ángulo se obtiene con las mismas articulaciones que el primero pero para el cálculo del ángulo se utilizó la profundidad de las articulaciones, de ahí se obtiene el ángulo desde una vista superior, el tercer ángulo está comprendido entre el codo, la muñeca y la mano, figura 2.

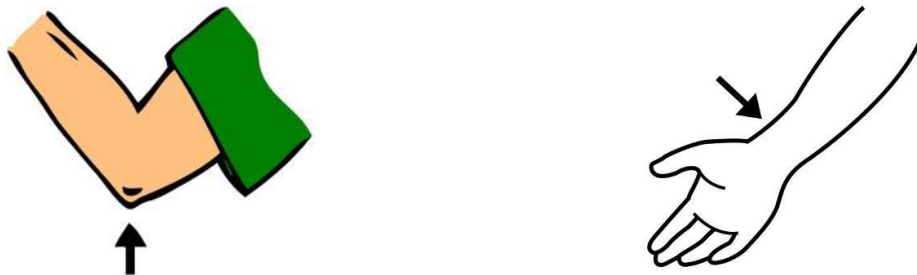


Figura 1 Localización primer ángulo usado. Figura 2 Localización segundo ángulo usado.

Para obtener el primer y tercer ángulo se realizó el mismo procedimiento, ya que solo era necesario hacer un cálculo con las posiciones de las articulaciones entregadas por el Kinect, y en el caso del segundo ángulo, fue necesario realizar

operaciones con la profundidad, para poder localizar el antebrazo y obtener su posición. El procedimiento para la obtención de los ángulos fue el siguiente:

- Obtener 3 distintas articulaciones, para el primer y segundo ángulo se usa: hombro, codo, y muñeca, y para el tercer ángulo: codo, muñeca y mano, los cuales se nombrarán punto A, B y C respectivamente.
- Cada articulación cuenta con 3 componentes, X(Anchura), Y(Altura) y Z(Profundidad), las cuales obtiene el Kinect, para cada vector se tomará en cuenta solo 2 componentes, en este caso X y Y. Para el segundo ángulo se tomarán en cuenta solo las componentes de X y Z.
- Para el primer y segundo caso se obtienen dos vectores resultantes, el primero de ellos es la resta de los vectores A y B, el segundo vector de la resta de B y C. Cada uno de estos vectores son conformados por las 2 componentes X y Y dejando a Z en 0 como se muestra en ecuación 1.

$$\begin{aligned}\overrightarrow{AB} &= \vec{B} - \vec{A} \\ \overrightarrow{AB} &= (B_x i + B_y j + B_z k) - (A_x i + A_y j + A_z k) \\ \overrightarrow{AB} &= (B_x - A_x)i + (B_y - A_y)j + (0 - 0)k \\ \overrightarrow{BC} &= \vec{C} - \vec{B} \\ \overrightarrow{BC} &= (C_x i + C_y j + C_z k) - (B_x i + B_y j + B_z k) \\ \overrightarrow{BC} &= (C_x - B_x)i + (C_y - B_y)j + (0 - 0)k\end{aligned}\tag{1}$$

- Una vez que se obtienen los vectores  $\overrightarrow{AB}$  y  $\overrightarrow{BC}$  se procederá a normalizarlos, ecuación 2.

$$\begin{aligned}\overline{nAB} &= \left( \frac{AB_x}{\sqrt{AB_x^2 + AB_y^2 + AB_z^2}} \right) i + \left( \frac{AB_y}{\sqrt{AB_x^2 + AB_y^2 + AB_z^2}} \right) j + \left( \frac{AB_z}{\sqrt{AB_x^2 + AB_y^2 + AB_z^2}} \right) k \\ \overline{nBC} &= \left( \frac{BC_x}{\sqrt{BC_x^2 + BC_y^2 + BC_z^2}} \right) i + \left( \frac{BC_y}{\sqrt{BC_x^2 + BC_y^2 + BC_z^2}} \right) j + \left( \frac{BC_z}{\sqrt{BC_x^2 + BC_y^2 + BC_z^2}} \right) k\end{aligned}\tag{2}$$

- Después se obtiene el producto cruz de los vectores  $\overline{nAB}$  y  $\overline{nBC}$ , ecuaciones 3 a la 5.

$$\begin{aligned}\overline{nAB} \times \overline{nBC} &= \overline{nAB} \times \overline{nBC} \\ \overline{nAB} \times \overline{nBC} &= (nAB_x i + nAB_y j + nAB_z k) \times (nBC_x i + nBC_y j + nBC_z k) \\ \overline{nAB} \times \overline{nBC} &= nAB_x nBC_x (i \times i) + nAB_x nBC_y (i \times j) + nAB_x nBC_z (i \times k) \\ &\quad + nAB_y nBC_x (j \times i) + nAB_y nBC_y (j \times j) + nAB_y nBC_z (j \times k) \\ &\quad + nAB_z nBC_x (k \times i) + nAB_z nBC_y (k \times j) + nAB_z nBC_z (k \times k)\end{aligned}\tag{3}$$



Donde:

$$\begin{aligned} i \times i &= 0 & i \times j &= k & i \times k &= -j \\ j \times i &= -k & j \times j &= 0 & j \times k &= i \\ k \times i &= j & k \times j &= -i & k \times k &= 0 \end{aligned} \quad (4)$$

Por lo tanto:

$$\begin{aligned} \overrightarrow{nAB} \times \overrightarrow{nBC} &= nAB_x nBC_x(0) + nAB_x nBC_y(k) + nAB_x nBC_z(-j) + nAB_y nBC_x(-k) \\ &+ nAB_y nBC_y(0) + nAB_y nBC_z(i) + nAB_z nBC_x(j) + nAB_z nBC_y(-i) \\ &+ nAB_z nBC_z(0) \end{aligned} \quad (5)$$

- Una vez que se obtiene el producto cruz se obtiene el producto punto de los vectores  $\overrightarrow{nAB}$  y  $\overrightarrow{nBC}$ , ecuación 6.

$$\begin{aligned} \overrightarrow{nAB} \cdot \overrightarrow{nBC} &= (nAB_x i + nAB_y j + nAB_z k) \cdot (nBC_x i + nBC_y j + nBC_z k) \\ \overrightarrow{nAB} \cdot \overrightarrow{nBC} &= (nAB_x)(nBC_x) + (nAB_y)(nBC_y) + (nAB_z)(nBC_z) \end{aligned} \quad (6)$$

- Además, se utiliza la función atan2, ecuación 7.

$$\text{atan2}(y, x) = \begin{cases} \tan^{-1}\left(\frac{y}{x}\right) & \text{si } x > 0, \\ \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}\left(\frac{x}{y}\right) & \text{si } y > 0, \\ -\frac{\pi}{2} - \tan^{-1}\left(\frac{x}{y}\right) & \text{si } y < 0, \\ \tan^{-1}\left(\frac{y}{x}\right) \pm \pi & \text{si } x < 0, \\ \text{indefinido} & \text{si } x = 0 \text{ y } y = 0 \end{cases} \quad (7)$$

- Una vez que se obtiene el producto punto y el producto cruz se toma el resultado en la componente z del producto cruz y el resultado del producto punto a los cuales se les aplicara la función atan2 para la obtención del ángulo en radianes, ecuación 8.

$$\forall R = \text{atan2}(\overrightarrow{nAB} \times \overrightarrow{nBC}, \overrightarrow{nAB} \cdot \overrightarrow{nBC}) \quad (8)$$

- Para obtener el tercer ángulo se seguirá el mismo proceso solo se modifica ecuación 1, quedando ecuación 9.

$$\begin{aligned} \overrightarrow{AB} &= \vec{B} - \vec{A} \\ \overrightarrow{AB} &= (B_x i + B_y j + B_z k) - (A_x i + A_y j + A_z k) \\ \overrightarrow{AB} &= (B_x - A_x)i + (B_y - A_y)j + (B_z - A_z)k \end{aligned} \quad (9)$$

$$\overrightarrow{BC} = \vec{C} - \vec{B}$$

$$\overrightarrow{BC} = (C_x i + C_y j + C_z k) - (B_x i + B_y j + B_z k)$$

$$\overrightarrow{BC} = (C_x - B_x)i + (C_y - B_y)j + (C_z - B_z)k$$

Para dichos cálculos se recurrió al artículo [Wilson, 2012] en el cual se profundiza acerca de la obtención de ángulos utilizando las articulaciones con el mismo sistema Kinect.

### PWM Ángulos y Pulsos

Para hacer uso de los servomotores, se usan los tres Timers del microprocesador Atmega16, los cuales cuentan con un PWM (Pulse-width modulation o modulación por ancho de pulsos) la función del PWM es modificar el ciclo de trabajo de una señal periódica, en este caso cuadrada.

El modo Fast PWM utiliza los registros OCRn y TCCRn de cada Timer dentro del microprocesador, el registro TCCRn es el encargado de contar de 0 a 255 cada ciclo de reloj, el registro OCRn tendrá un valor entre 0 y 255, y cuando el valor de TCCRn y OCRn sean iguales, el pulso bajara a un cero lógico (0 Volts) o subirá a un uno lógico (5 Volts) según se tenga configurado (si se inicia en alto o si se inicia en bajo), cuando el valor del registro TCCRn llegue a 255 y se reinicie en cero, se invertirá la señal de nuevo, es decir, si la señal se encontraba en un uno lógico, volverá a bajar a un cero lógico y viceversa, figura 3.

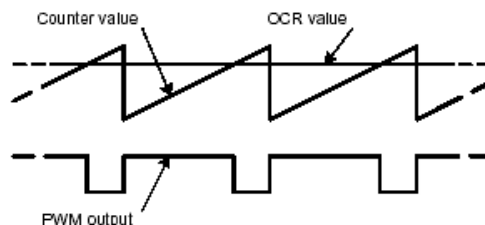


Figura 3 Salida de PWM y registros OCR y TCCR.

La ecuación 10 es la que se utiliza para calcular la frecuencia que tendrá la señal generada, donde frecuencia<sub>clk</sub> es la frecuencia del microprocesador la cual para este proyecto fue de 1 MHz y N es el preescaler seleccionado.

$$frecuencia_{pwm} = \frac{frecuencia_{clk}}{256 \cdot N} \quad (10)$$

Para controlar un servomotor, se debe generar un periodo de entre diez milisegundos y 30 milisegundos, el tiempo que la señal se mantiene en alto es lo que indica el ángulo con el girará el motor, los valores del pulso mínimo y máximo, que equivalen a 0° y 180° son un milisegundo y dos milisegundos de tiempo en alto, cuando se tiene un periodo de 10 ms.

$$T = \frac{1}{Frecuencia} \quad (11)$$

Con el microprocesador Atmega16, el periodo más cercano que se pudo obtener fue de 61 MHz, usando un preescaler de 64, por lo tanto, se tendrá una frecuencia de 16.30 milisegundos.

Para el cálculo del valor de OCRn, se midió que el ángulo de 0° se obtenía con un valor de 9 en el OCRn, el ángulo de 90° se obtenía con un valor de 22 en el OCRn, por lo tanto se midió que cada 6.73° se obtenía un incremento de 1 en el OCRn, y se llegó a ecuación 12.

$$OCR = \left( \frac{grados}{6.7307} + 9 \right) \quad (12)$$

Para la configuración de cada Timer del microprocesador se seguirán los pasos mostrados continuación:

- Para el Timer 0:
  - ✓ Cargar en el registro TCCR0 el valor binario 0110101.
  - ✓ Debido a la configuración anterior, los bits WGM0 y WGM1 contienen un 11 binario, lo cual indica que el timer está en modo Fast PWM.
  - ✓ Los bits COM01 y COM00 tienen un 10 binario por lo tanto cuando el registro TCNT0 equivalga al registro OCR0, la señal de PWM bajará y se mantendrá de esta forma hasta que el contador vuelva a iniciar en 0
  - ✓ Se seleccionó un preescaler de 64, por lo cual en los bits CS00, CS01 y CS02 se tiene un 110 binario.

- Para el Timer 1A:
  - ✓ Se carga en el registro TCCR1A el valor binario 10000001 y en el registro TCCR1B el valor 00001011.
  - ✓ Los bits WGM13, WGM12, WGM11 y WGM10 que contienen un valor binario de 0101, indican que se usara el timer 1 en modo fast PWM usando solo 8 bits.
  - ✓ Los bits COM1A1 y COM1A0 que contiene un valor de 10, indican se iniciara con una señal en alto y al llegar el registro TCNT1 al valor del registro OCR1AL (este timer es de 16 bits, pero para este proyecto solo se usaran 8 bits de este timer, por lo tanto, solo se usan los primeros 8 bits el registro), la señal bajara.
  - ✓ Se seleccionó un preescaler de 64, por lo cual en los bits CS10, CS11 y CS12 se tiene un 110 binario.
- Para el Timer 2:
  - ✓ Cargar en el registro TCCR2 el valor binario 01101100.
  - ✓ Los bits WGM20 y WGM21 contienen un 11, al igual que en el Timer1, para indicar el modo Fast PWM.
  - ✓ Al igual que en los Timers anteriores, los bits COM21 y COM20 contienen un valor binario de 10.
  - ✓ Se seleccionó un preescaler de 64, por lo cual en los bits CS20, CS21 y CS22 se tiene un 100 binario.

Todas las configuraciones descritas fueron realizadas en base a lo especificado en [Atmel Corporation,2016].

## **Comunicación Serial**

Una parte esencial de este proyecto fue la comunicación entre la computadora y el microprocesador, en este caso, la computadora obtenía los datos provenientes del Kinect, los procesa para encontrar los ángulos entre las articulaciones seleccionadas, pero el microprocesador requiere esa información para generar los pulsos que controlarán a cada servomotor.

Para esto es necesaria la comunicación serial asíncrona, donde cada dispositivo envía un dato en serie, y cada dispositivo tiene su propio reloj, cuando se envía un dato primero se envía un bit de inicio, los datos, y por último los bits de parada, estos bits se pueden configurar, tanto la cantidad de bits de los datos, como si son uno o dos bits de parada, además se puede configurar la paridad, es decir, si se configura con paridad, se puede definir que sea impar o par, esto para verificar que los datos se envíen correctos y completos. Para este caso se configuro un bit de inicio, ocho bits de datos, 1 bit de parada, y sin paridad, esto se define cargando en los registros necesarios los valores para la configuración que son:

- Para el registro UCSRA, se carga un 0010000 binario, esto indica que está listo para recibir datos.
- Para el registro UCSRB se carga un 10011000 binario, esto indica que se recibirá una interrupción cada que se recibe un dato, y además habilita la recepción y el envío de datos.
- Para el registro UCSRC se carga un 10000110, lo cual indica que los bits que se estarán enviando son 8, modo asíncrono y un bit de parada.
- Los registros UBRRH y UBRRL se configura la tasa de transferencia con la que se trabajará, en este caso será a 4800, por lo tanto, en el UBRRH contiene un 0 y el UBRRL contiene un 12 decimal.

Para que el microprocesador identificara que motor se moverá y cuanto, se le envía primero una letra ('A', 'B', 'C') y el microprocesador respondía al recibirla para que la computadora ahora enviará el ángulo que se moverá.

Todas las configuraciones descritas fueron realizadas en base a lo especificado en [Atmel Corporation,2016].

### **Modelado de Prototipo**

Para la parte física del robot, se usó el programa SolidWorks para diseñar las piezas, las cuales fueron 6 en total, ya que se consideraron un cuarto grado de libertad para su desarrollo a futuro, figura 4.

Para el tercer grado de movimiento (movimiento del antebrazo sobre un plano respecto al brazo), se colocó un motor dentro de una caja que lo sostenía, dicha

caja constaba de dos piezas, una base y una tapa por donde sale el eje motriz del motor, figura 5.

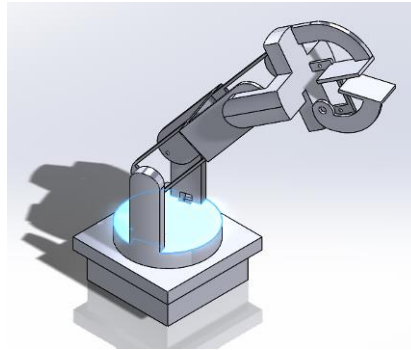


Figura 4 Ensamblaje del modelo completo.

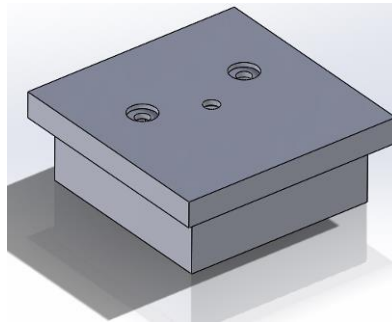


Figura 5 Ensamblaje de la caja base.

Sobre esta caja va montado una base donde encaja el eje motriz del motor que simulará el movimiento del codo, figura 6.

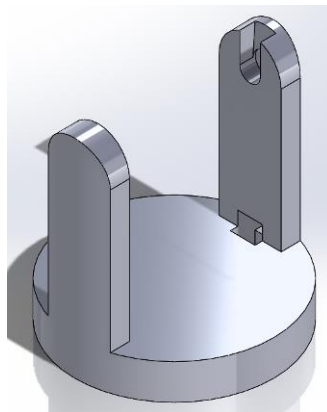


Figura 6 Base para el motor de movimiento del codo.

A esta parte se une la pieza con la que formara el antebrazo, figura 7, quien tendrá espacio para posicionar dos servomotores, cuyos ejes motores irán unidos a la base anterior, y a la parte que simulara la mano, figura 8, respectivamente.

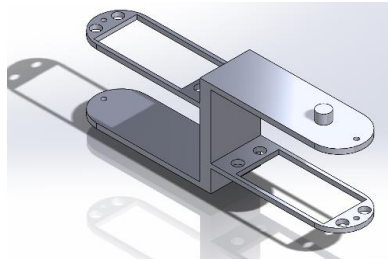


Figura 7 Antebrazo.

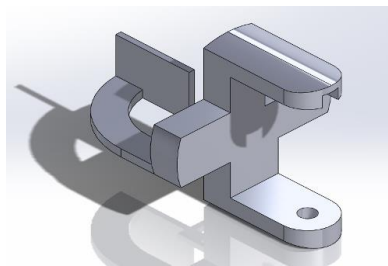


Figura 8 Mano.

### 3. Resultados

Los resultados del proyecto no fueron los esperados, sin embargo, estos fueron muy prometedores. Estos se dividen en dos partes esenciales, las cuales constan de, el sistema de comunicación y manipulación de los servomotores, figura 9 y figura 10, el sistema de obtención de articulaciones, figura 11.



Figura 9 Estructura final del brazo.

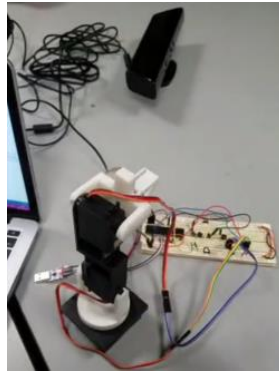


Figura 10 Sistema de comunicación y manipulación de los servomotores.

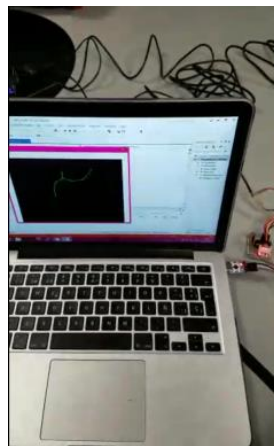


Figura 11 Sistema de obtención de articulaciones.

En el sistema de comunicación y manipulación se obtuvo una comunicación en tiempo real entre estos dos. Consiguiendo así que el movimiento de los motores fuera el más preciso posible de acuerdo con los ángulos obtenidos con nuestro algoritmo.

En la parte de nuestro sistema de obtención de articulaciones se obtuvo de manera exitosa el ángulo en los casos en los cuales nuestro algoritmo no utilizaba la profundidad de las articulaciones, debido a que nuestro sistema de obtención de articulaciones mostraba un error muy variable en la obtención de la profundidad, sin embargo, no debe haber ninguna interferencia entre el usuario y el dispositivo Kinect, ya que, si esto ocurre, el Kinect deja de captar los movimientos correctamente, además debido a la limitante del Kinect versión uno, no se pudo incluir un grado extra de libertad.



## **4. Discusión**

A pesar de que los movimientos generados por el brazo robótico eran muy similares a los que el usuario hacía, estos podrían ser más exactos si se usa una versión más nueva del dispositivo Kinect ya que este cuenta con más y mejores sensores que entregan datos más exactos y verídicos, además de que gracias a esta nueva versión se podrían generar más grados de libertad, los cuales ayudarían a que este proyecto tenga más aplicaciones en el campo de la industria y de la producción.

## **5. Conclusiones**

Se puede concluir que el dispositivo Kinect tiene una amplia variedad de usos gracias a la gran cantidad de información que este nos puede proporcionar y a su fácil implementación, uno de estos fue la investigación realizada en este artículo. El trabajo realizado en este artículo nos abre las posibilidades de trabajos futuros utilizando el mismo concepto de movimiento de articulaciones para el desarrollo de algún robot o mecanismo, ya sea en un ámbito de rescate o industrialización, por mencionar algunos. Esto puede ser posible dado al tipo de comunicación utilizada en él, ya que, con unos componentes extras, por ejemplo, módulos Bluetooth, nos provee una comunicación de mayor distancia. No obstante, para mejorar la detección de los puntos de interés del esqueleto se recomendaría utilizar la versión más reciente del Kinect (Kefer & Kubinger, 2011).

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Dayra, M. Como redactar y publicar artículos científicos. Organización Panamericana de Salud. Monterrey, México. 1994.
- [2] Atmel Corporation. (s.f.). 8 bit AVR Microcontroller with 16K Bytes In-System Programmable Flash: <http://www.atmel.com/images/doc2466.pdf>.
- [3] Kefer, M., & Kubinger, W., EVALUATION OF KINECT DEPTH SENSOR FOR USE IN MOBILE ROBOTICS. Annals of DAAAM for 2011 & Proceedings of the 22nd International DAAAM Symposium (págs. 147-148). Vienna: DAAAM International, 2011.

- [4] Lipovits, Á., Gál, M., Kiss, P. J., & Süveges, C., Human Motion Detection in Manufacturing Process. 2nd World Congress on Electrical Engineering and Computer Systems and Science, Budapest: Electrical Engineering and Computer Systems and Science, pp. 111-118, 2016.
- [5] Microsoft Corporation. (s.f.). Kinect for Windows Sensor Components and Specifications: <https://msdn.microsoft.com/en-us/library/jj131033.aspx>.
- [6] Microsoft Corporation, Tracking Modes (Seated and Default): <https://msdn.microsoft.com/en-us/library/hh973077.aspx>.
- [7] Muños Cardona, J. E., Henao Gallo, O. A., & López Herrea, J. F., Sistema de Rehabilitación basado en el Uso de Análisis Biomecánico y Videojuegos mediante el Sensor Kinect, Tecno Lógicas, pp. 43-54, 2013.
- [8] Wilson, J. Y., Robotics, embedded101, <http://www.embedded101.com/Blogs/James-Y-Wilson/entry id/167/Default>.

# DEVELOPMENT OF A WIRELESS SIGNAL ACQUISITION SYSTEM FROM SENSORS FOR COMFORT AND ENERGY QUALITY

***Israel Zamudio Ramírez***

Universidad Autónoma de Querétaro

*izamudio13@alumnos.uaq.mx*

***Arturo Yosimar Jaen Cuellar***

Universidad Autónoma de Querétaro

*ayjaen@hspdigital.org*

***Roque Alfredo Osornio Ríos***

Universidad Autónoma de Querétaro

*raosornio@hspdigital.org*

## **Resumen**

La adquisición de señales inalámbricas de sensores representa una variedad de ventajas sobre los sistemas de comunicación por cable. Este trabajo presenta un sistema de adquisición de señales basado en antenas ZigBee que aprovecha sus características para hacer un sistema flexible que puede ser utilizado en diferentes campos sin el uso necesario de una PC ya que se utiliza una pantalla táctil y un microcontrolador. El sistema es implementado en un edificio para monitorear todas las variables físicas que se refieren a la comodidad de las personas, tales como luminosidad, temperatura, humedad, concentración de gas, humo, presencia humana, rotura de vidrios, entre otros. La medición de estas variables también es utilizada para activar algunas funciones extras del sistema, por ejemplo, alarmas en caso de presencia de fuego. El sistema almacena información de todos los sensores de toda la red creada en una Micro SD y crea gráficos históricos de dichas variables, además, es posible visualizar lecturas en tiempo real.

**Palabras claves:** Pantalla táctil, red de sensores inalámbrica, ZigBee.

## **Abstract**

*The acquisition of wireless signals from sensors represents a variety of advantages over cable communication systems. This work presents a ZigBee-based signal acquisition system that takes advantage of its features to make a flexible system that can be used in different fields without the necessary use of a PC since a touchscreen and a microcontroller is used. The system is implemented in a building to monitor all the physical variables that are referred for the comfort of people, such as luminosity, temperature, humidity, gas concentration, smoke, human presence, glass breakage among others. The measure of these variables also could contribute to define or activate some extra-functions of the system, for example, alarms in case of fire presence. The system stores information of all sensors of all the network created in a Micro SD and uses it to make plots, also it is possible to visualize real-time readings.*

**Keywords:** *Touchscreen, wireless sensor network (WSN), ZigBee.*

## **1. Introduction**

In recent years, the introduction of network-enabled devices into the home environment has increased at an unprecedented rate [Bromley, 2003]. Home automation has taken the advantage of network-enabled devices. According to [Stavropoulos et al., 2010], home automation requires the introduction of technology within the home to enhance the quality of life of its occupants. In this area, there are three basic characteristics that need to be addressed: comfort, efficiency, and safety [Khusvinder et al., 2009]. Nowadays, several devices can be found to automate homes and buildings to monitor several physical variables all the time by using wired or wireless networks. Wired networks costs are lower; however, the drawbacks in the installation usually make it the second option [Semanur et al., 2016]. Moreover, wireless technologies such as Wi-Fi, Bluetooth, ZigBee have the potential for the remote control and monitoring of variables used in automation of buildings. It would be very helpful to use low power consumption devices for the automation of buildings.

Several works have been developed to automate buildings such as in [Dobrescu, 2014] where a domotic embedded system for room temperature monitoring is developed with the help of a central PC and a microcontroller. Others like [Eurico et al., 2014], [Brito et al., 2014], [Cofré et al., 2012], [Vikram, 2016] implement automation systems using wireless technologies which add a degree of simplicity when installing due to a decrease in the number of wires, but such works have in common a lower system integration, an important fact when there is a necessity to expand the number of variables to detect and the number of rooms to be automated. Furthermore, to make a more flexible system it is necessary to store, plot and manage a big amount of data without utilizing a PC in the field. Besides, these systems are capable of being used in different applications making them very robust, configurable and flexible.

In this paper, a wireless building automation system is described. The proposed system can integrate new nodes to the current network according to personal necessities by updating them with the help of a software wizard developed on purpose for this task. Another feature of the proposed system is that it allows easy addition and removal of sensors with the help of Plug-and-Use sockets, making a more flexible system capable of being used with a wide variety of sensors that can be spread around different places to, in this way, take their samples at the same time and show them in the form of plots or real-time readings. The system has the power to save big amounts of data which makes it suitable for different uses and applications. Additionally, it allows the monitoring of electrical sensors by using ZigBee antennas and a microcontroller Arduino Due with a touchscreen module. The sensors can monitor information of different physical magnitudes such as temperature, luminosity, presence, gas concentration, glass breakage, among others, in order to establish a clear state of the building in real time. The wireless home network is implemented with wireless ZigBee Routers and End Devices modules that communicate centrally with a ZigBee coordinator. The proposed system is validated by implementing it in a building located in the Universidad Autónoma de Querétaro during two months. After this period of tests, it will be implemented in a building named Academic Center of Advanced and Sustainable

Technologies (CATAS for its acronym in Spanish) which is under construction at this time. The obtained results demonstrate that this system can resist environmental conditions (into a building), and it works pretty well during long periods of time giving accurate records of every variable measured indicating the functionality and efficiency of the system.

## 2. Methods

According to [Sánchez, 2004], domotic refers to a home automated or commonly called intelligent house, which is a house whose elements and devices are integrated and automated with the help of a network. Generally, a domotic system will dispose of a communication network that permits the interconnection of some equipment (detectors and sensors) in order to get all the information of a domestic environment and then, with the help of a smart central unit, process the information [O'Driscoll, 2000], as shown in figure 1.

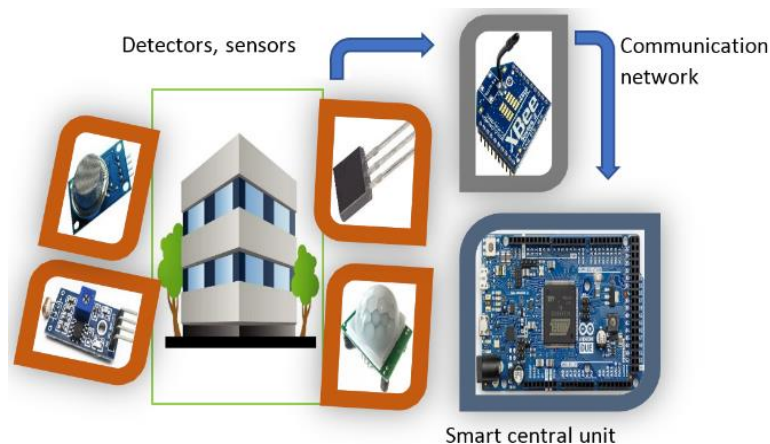


Figure 1 Home automation and its requirements.

Smart home grids are installed using wired or wireless networks. Although wireless network costs are higher, they are easier to install. There are many wireless technologies found in the market, but the most common are free licensed like ZigBee, Bluetooth, and Wi-Fi. The cost, power consumption, and performance are the main selection criteria for wireless network nodes. The main features of these technologies are shown in table 1.

Table 1 Main characteristics of free license wireless technologies.

<b>Technology</b>	<b>Data Rate</b>	<b>Max power consumption</b>	<b>Typical range</b>
ZigBee	20 to 250 kbps	3 mW	10-100 m
Bluetooth	1 to 3 Mbps	100 mW	2-10 m
IEEE 802.11b	1 to 11 Mbps	100 mW	30-100 m

Bluetooth technology has a low range and, from a scalability point of view, there is a strict limitation in the number of home equipment attachable to the Bluetooth master device due to the characteristics of the protocol. Although Wi-Fi has high range and big data rate, the ZigBee technology offers lower power consumption, which is an important aspect of home automation.

The interference problems between the possible standards have been investigated. For example, [Shuaib et al., 2006] researched the coexistence of ZigBee, Bluetooth, and Wi-Fi. The three protocols use the same 2.4 GHz ISM band. It can be concluded that ZigBee and Wi-Fi can exist together with fewer interference problems than alternative technologies currently available

ZigBee defines a set of protocols based on IEEE 802.15.4 standard and it uses three main types of devices to implement its architecture [Maxim, 2008], as illustrated in figure 2.

- ZigBee Coordinator (ZC). The most complete and important device, its function is to store data and it is the coordinator of the network.
- ZigBee Router (ZR). Its main function is to interconnect devices separated and limited due to its range in the network.
- ZigBee End Device (ZED). This device can maintain communication with its father node (the node that gave it the access to the network) a ZC or a ZR but not to other devices. In this way, this node can be sleeping most of the time and have lower power consumption rates.

Due to a lesser range among the nodes, frequently a packet must be sent repeatedly with the use of routers to increase the scope (a good feature of ZigBee), furthermore, ZigBee can send the information in two modes, API (Application Programming Interface) and AT (Application Transparent). Although AT mode

(data is not created from the XBee) is simpler than API, it cannot be easily implemented in a network because its main use is to send information between two devices. On the other hand, API mode is more complex but sends all the information created from the XBee in one packet, as shown in figure 3.

Note: MSB= most significant byte, LSB= less significant byte.

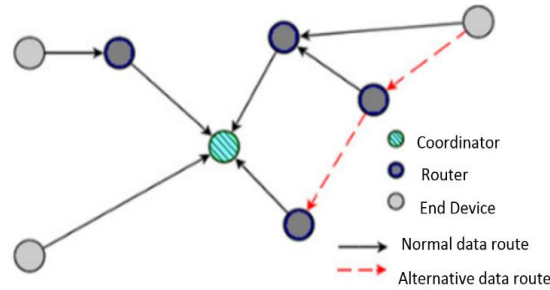


Figure 2 General ZigBee Device Network.



Figure 3 API data packet.

The API-specific Structure contains all the information related to analog readings, digital readings and the device that sends the information to the coordinator.

Figure 4 shows the block diagram of how the network is implemented for the acquisition system. It can be seen that several antennas can be spread through all the building and connected at the same time to the smart central unit. The information of different sensors can be associated with each signal monitoring card (up to four analog sensors and three digital sensors due to XBee physical constraints) and it can follow different routes to the central unit. Since the range of XBee is limited, the information can pass directly to the central unit or be resent through a ZigBee Router. Furthermore, it is possible to connect the smart central unit to a PC to interchange relevant information collected by this and add new antennas to the grid with minimal changes according to personal necessities.





To send the information, a signal conditioning module is needed because most of the sensors have a non-standardized voltage signal in the output that must be compatible with the XBee devices. Also, the conditioning module must work as the power source for the sensors. Each analog sensor used requires to adjust its voltage from 5 V to 1.2 V as maximum output voltage, so the circuit shown in figure 6 is used for this purpose, the same circuit is applied for each of the four analog ports included in every XBee antenna. It is used two voltage followers because some sensors are resistive-type sensors, so if a voltage follower is not included between the input and the resistive voltage divider there will be an extra resistive array which will cause the voltage to divide, the same is true for the voltage after the resistive voltage divider.

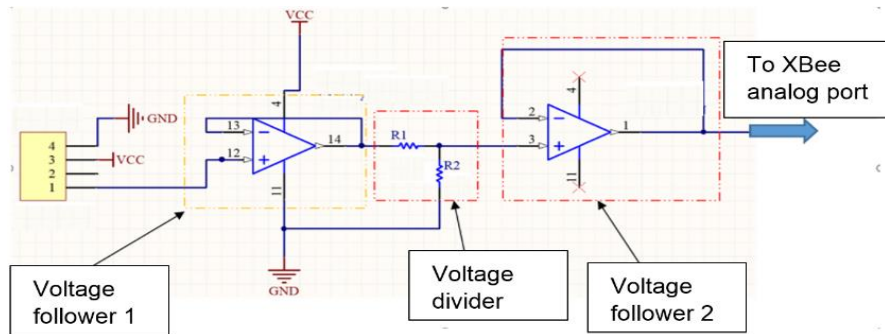


Figure 6 Signal conditioning for every analog sensor.

The signal conditioning module includes the following items; a socket for the XBee antenna, a LED that indicates a good operation of the XBee module, a relay to operate high power devices such as motors, lamps, etc., and two pins to implement a communication with an extra microcontroller.

Once the hardware modules that fulfill the function to send the data are designed, the information of all the physical variables measured in the building is collected in one coordinator device and they must be shown in a simple and clear way to the final user, so with the help of a touchscreen and an Arduino Due board the system shows real-time readings, and creates plots from data saved in a Micro SD following the flowchart presented in figure 7. First, when the reset button is pressed, the program starts and initialize the components required to accomplish

the functions described before which are: one digital real-time clock, one Micro SD flash memory, and one touchscreen module. Once the components are initialized, network status data must be obtained from Micro SD to show the correct parameters. After this point, the data from all the nodes must be acquired serially by the XBee coordinator, if there is no data, the touch sensor coordinates must be obtained to update the menu according to the command requested by the user. If the user doesn't touch the screen and the last request was to show real time data, the screen must show the readings specified. To end a loop cycle, the data obtained from the network must be recorded to get it ready in any time requested.

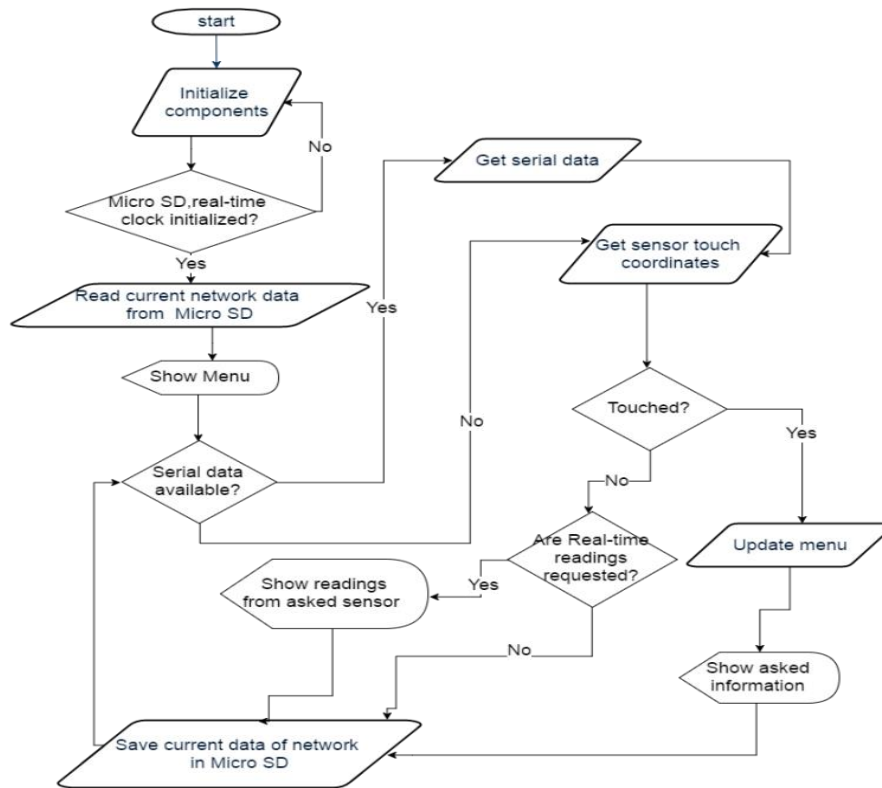


Figure 7 Flowchart to establish a user-machine interface.

### 3. Results

The results are shown in the following figures. The experimental tests of the system were run over two months in a classroom of the Universidad Autonoma de Queretaro. The readings obtained from the temperature sensor with the system proposed were compared with a thermocouple multimeter.

As seen in figure 8, a formal signal conditioning board was designed and fabricated; such board can send data from four analog sensors and three digital sensors to the coordinator XBee. The board is capable of receiving commands from the coordinator and execute an action to drive power elements or pass information to another microcontroller. One or more of these modules can be installed in one room according to space requirements avoiding complex wired connections.



Figure 8 Signal conditioning board.

A signal monitoring board, presented in figure 9, was also designed and fabricated with the purpose of working as a human-machine interface. This board includes a touchscreen which makes a robust and flexible system since a PC is not needed to monitor the signals.



Figure 9 Signal monitoring board.

Furthermore, to demonstrate the functionality of the system, this was installed in an enclosure as shown in figure 10, where all the sensors can be seen installed and connected to one signal conditioning card.

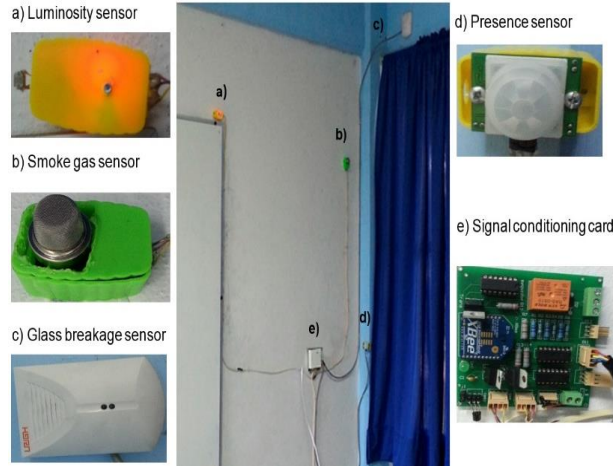


Figure 10 Proposed system installed in a classroom.

The main functional screens of the touchscreen included in the system are shown below in figure11:

- a) screen menu that indicates the place where the signal monitoring board is installed.
- b) Displays from what sensor the user wants to see the readings.
- c) Screen of the real-time readings
- d) Illustrates an example of the plots that the system is capable of making.

It is demonstrated that the user can observe and access to the state of all the building through real-time readings of the sensors with few touches on the screen. It is also, possible to create plots of all the variables measured and saved in the Micro SD memory flash.

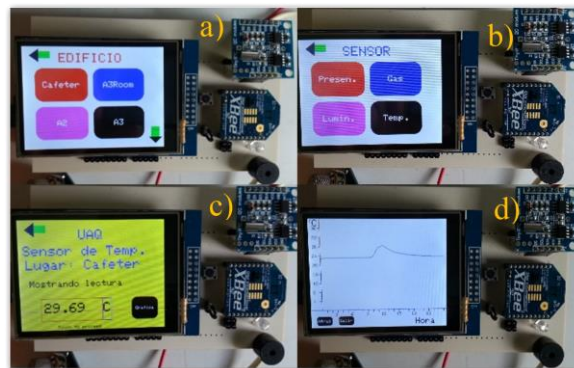


Figure 11 Main functional screens of the system proposed.

To make a more flexible system in the number of antennas that can be spread into a building, a software wizard was developed to indicate to the signal monitoring board that a new antenna is required to add to the current network with a PC via USB port. Also, the software can trace data collected and saved for analysis indicating the current location and the serial number printed in each antenna connected. The software was developed in Visual Studio c# 2013 in a PC laptop of 1.8 GHz with operative system Windows 8. To accomplish its functionality, the program is divided into three main functions: making graphics, sending information and receiving information from Arduino Due microcontroller. When the user wants to add a new antenna to the actual network it is necessary to fill some information asked by the program. Also, the program shows comments to specify the information required in case of mistakes, if the information is correct, then it is sent to the microcontroller via USB port.

#### **4. Discussion**

To probe the accuracy and the precision of signal acquisition system 100 samples were taken (one sample per minute) of the temperature sensor and a digital multimeter fluke 177 with a thermocouple to compare the samples. The results obtained are the following:

- The RMS error between the used systems provides an average value of 0.301186129 °C.
- The Pearson correlation coefficient gave a 98.819% of relation between the thermocouple Fluke and the temperature sensor used with a relative error of 1.0594339%.

In general, an error below 3% is already considered as an acceptable value for a measurement system and therefore as the proposed system has an error close to 1% it can be concluded that it presents a high accuracy with respect to a commercial system.

The system can be implemented in different fields that require wireless signal acquisition since it has high accuracy acquiring signals from sensors. As it includes

a microcontroller, the information acquired can be processed to activate power modules and expand its functionality.

Since the system uses ZigBee antennas, some tests were effectuated to verify their range, placing the monitoring board at 30 m from one signal conditioning board (with no routers in between) without obstacles (outdoor range), one wall and two walls as obstacles verifying that with one wall the signal presents no problems of data lost, but when two walls were located between transmitter and emitter, the signal was lost randomly with no warranty.

## **5. Conclusions**

In this work, a domotic system that uses ZigBee for the acquisition of data from sensors in a wireless way was developed having a better range than Bluetooth and less power consumption than Wi-fi. From the previous remarks, it is verified that the proposed system presents results comparable to those of commercial purpose but with a greater flexibility and lower cost.

The use of a ZigBee wireless system for the monitoring of signals from electrical sensors offers multiple advantages over a wired system:

- Ease of installation, as the final system does not require complex connections or special wiring.
- Flexibility to place the central module/display anywhere in the building, instead of being fixed.
- Possibility of integration as a node belonging to a network of sensors connected to a central home automation system.
- Possibility of acquiring and monitoring additional or different signals to the ones already used (temperature, luminosity, gas, and presence) and transmit all data at the same time to the network coordinator using the same ZigBee radio transmitter.

As a disadvantage of the module, some data packets are lost when some obstacles are placed between the monitoring board and the signal conditioning board losing reliability when all samples are required to arrive. This drawback can

be overcome by using a router in order to amplify the scope of the signal emitted by the ZigBee antenna.

The system created will be installed in a building of the Universidad Autonoma de Queretaro, CATAS (Academic Center of Advanced and Sustainable Technologies) to collect all the information of the state of the building and concentrate them in one central unit, with the facility to move it from place to place if needed and add new antennas to the current network.

### **Acknowledgment**

This work was supported by FOMIX QRO-2014-C03-250269 and CONACYT scholarship 652815.

## **6. Bibliography and References**

- [1] Brito J., Gomes T., Miranda J., Monteiro J. L., Cabral J., An intelligent home automation control system based on a novel heat pump and wireless sensor networks, 978-1-4799-2399-5/14 IEEE, 2014.
- [2] Bromley M. and Webb G., Trends in smart home systems, connectivity, and services, 2003.
- [3] Cofré J. P., Moraga G., Rusu C., Mercado I., Inostroza R., Jiménez J., Developing a touchscreen-based domotic tool for users with motor disabilities, 978-0-7695-4654-4/12 IEEE, 2012.
- [4] Dobrescu L., Domotic embedded system, 9788-1-4799-5479-7/14 IEEE., 2014.
- [5] Eurico L., Luis V., Fernão P., and Filipe D., A zigbee wireless domotic system with bluetooth interface, 9788-1-4799-4032-5/14 IEEE, 2014.
- [6] Khusvinder G., Shuang-Hua Y., Fang Y., and Xin L., A zigbee-based home automation system, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 55, No. 2, May 2009.
- [7] Maxim O., Home automation with zigbee, Computer Science, 5174, 2008.
- [8] O'Driscoll G., The essential guide to home networking technologies, Prentice Hall, 2000.



- [9] Sánchez D., Diseño de una casa inteligente basado en la tecnología jini. Undergraduate dissertation, Mexico, 2004.
- [10] Semanur K., İbrahim S., Alper Ş., A low cost smart security and home automation system employing an embedded server and a wireless sensor network, International Conference on Consumer Electronics-Berlin, 2016.
- [11] Shuaib K., Boulmalf M., Sallabi F., and Lakas A., Co-existence of zigbee and wlan a performance study, IFIP International Conference on Wireless and Optical Communications Networks, pp. 5, 2006.
- [12] Stavropoulos T.G., Tsioliaridou A., Koutitas G., Vrakas D., and Vlahavas I. System architecture for a smart university building, Diamantaras, K., Duch, W., Iliadis, L.S. (eds.) ICANN 2010, Part III. LNCS, vol. 6354, pp. 477-482. Springer, Heidelberg 2010.
- [13] Vikram P. and Nayyar A., Real time smart home automation based on pic microcontroller, Bluetooth, and Android Technology. 978-9-3805-4421-2/16 IEEE, 2016.

# MAXIMUM PRINCIPLE FOR TIME MINIMIZATION OF CIRCUIT DESIGN PROCESS

**Alexander Zemliak**

Universidad Autónoma de Puebla

azemliak@fcm.buap.mx

## Resumen

Se analiza la posibilidad de aplicar el principio máximo de Pontryagin al problema de la optimización de circuitos electrónicos. Se demuestra que a pesar de que el problema de la optimización es formulado como una tarea no lineal, y el principio máximo en este caso no es una condición suficiente para obtener mínimo del funcional, es posible obtener la decisión en la forma de mínimos locales. La aceleración relativa del tiempo de cómputo para la mejor estrategia encontrada por medio del principio máximo comparado con el enfoque tradicional es igual de dos a tres órdenes de magnitud.

**Palabras Claves:** Estrategias de optimización, optimización del circuito, principio máximo de Pontryagin, sistema dinámico controlable.

## Abstract

*The possibility of applying the maximum principle of Pontryagin to the problem of optimization of electronic circuits is analysed. The presented theoretical approach is directed to a possibility of designing of any analog circuits. It is shown that in spite of the fact that the problem of optimization is formulated as a nonlinear task, and the maximum principle in this case isn't a sufficient condition for obtaining a maximum of the functional, it is possible to obtain the decision in the form of local minima. The relative acceleration of the CPU time for the best strategy found by means of maximum principle compared with the traditional approach is equal two to three orders of magnitude.*

**Keywords:** *Circuit optimization; controllable dynamic system; optimization strategies; maximum principle of Pontryagin.*

## 1. Introduction

To improve the overall quality of electronic circuit designs, it is very important to reduce their design time. Many works devoted to this problem focus on how to reduce the number of operations when solving two main problems: circuit analysis and numerical optimization. By solving these problems successfully, one can reduce the total time required for analog circuit optimization and this fact serves as a basis for improving design quality. The methods used to analyse complex systems are being improved continuously. Some well-known ideas related to the use of a method of sparse matrixes [Osterby, 1983] and decomposition methods [Rabat et al., 1985] are used for the reduction of time for the analysis of circuits. Some alternative methods such as homotopy methods [Tadeusiewicz, 2013] were successfully applied to circuit analysis.

Different techniques for analog circuit optimization can be classified in two main groups: deterministic optimization algorithms and stochastic search algorithms.

Practical methods of optimization were developed for circuit designing, timing, and area optimization [Brayton et al., 1987]. However, classical deterministic optimization algorithms may have a number of drawbacks: they may require that a good initial point be selected in the parameter space, they may reach an unsatisfactory local minimum, and they require that the cost function be continuous and differentiable. To overcome these issues, special methods were applied to determine the initial point of the process by centering [Stehr et al., 2003] or applying geometric programming methods [Hershenson et al., 2001].

Stochastic search algorithms, especially evolutionary computation algorithms like genetic algorithms, differential evaluation, genetic programming, particle swarm optimization, etc. have been developed in recent years [Alpaydin et al., 2003], [Srivastava et al., 2007], [Liu et al., 2009], [Yengui et al., 2012]. Genetic algorithms have been employed as optimization routines for analog circuits due to the ability to find a satisfactory solution. A special algorithm defined as a particle swarm optimization technique is one of the evolutionary algorithms and competes with genetic algorithms. This method is successfully used for electromagnetic problems and for optimization of microwave systems [Robinso, 2004], [Ridzuan et al., 2016].

A more general formulation of the circuit optimization problem for deterministic approach was developed on a heuristic level some decades ago [Kashirskiy, 1979]. This approach ignored Kirchhoff's laws for all or part of a circuit during the optimization process. The practical aspects of this idea were developed for the optimization of microwave circuits [Rizzoli et al., 1990] and for the synthesis of high-performance analog circuits [Ochotta et al., 1996] in an extreme case where all the equations of the circuit were not solved during the optimization process.

In work [Zemliak, 2001] the problem of circuit optimization is formulated in terms of the theory of optimal control. Thus, the process of circuit optimization was generalized and defined as the dynamic controllable system. In this case, the basic element is the control vector that changes the structure of the equations of the system of optimization process. Thus, there is a set of strategies of optimization that have different number of operations and different computing times. The introduction and analysis of the function of Lyapunov of the optimization process [Zemliak, 2008], [Zemliak, 2015] allows comparison of various strategies of optimization and choosing the best of them having minimum processor time. At the same time, the problem of searching for the optimal strategy and the corresponding optimal trajectory can be solved most appropriately within the maximum principle of Pontryagin [Pontryagin et al., 1962].

The main complexity of application of the maximum principle consists of the search of initial values for auxiliary variables at the solution of the conjugate system of equations. Application of the maximum principle in case of linear dynamic systems is based on the creation of an iterative process [Neustadt, 1960], [Rosen, 1966].

In case of nonlinear systems, the convergence of this process is not guaranteed. However, application of the additional approximating [Bourdin, 2013] allows constructing sequence of the solutions converging to a limit under certain conditions.

The first step in the problem of possibility of application of maximum principle for circuit optimization was presented briefly in [Zemliak, 2016]. In the present work, the analysis of the problem is presented in detail in section 2 for two-dimensional case and the numerical results are presented in section 3.

## 2. Methods

Let's analyse an example of the optimization of the elementary nonlinear circuit for which the solution was obtained on the basis of the maximum principle. We will consider the simplest nonlinear circuit of a voltage divider, figure 1.

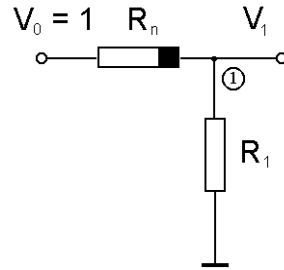


Figure 1 Simplest nonlinear voltage divider.

Let us consider that the nonlinear element has the following equation 1.

$$R_n = a + b(V_1 - V_0) \quad (1)$$

Where  $a > 0$ ,  $b > 0$ ,  $a > b$ ,  $V_0$  and  $V_1$  the voltages on an input and an output of circuit. We will consider that  $V_0$  is equal 1. We will define the variables  $x_1$ ,  $x_2$ .  $x_1 = R$ ,  $x_2 = V_1$ . Thus the vector of phase variables  $X \in \mathbb{R}^2$ . In this case the formula 1 can be replaced with the following equation 2.

$$R_n = a + b(x_2 - 1) \quad (2)$$

We can present the equation 3 of a circuit in the form:

$$g_1(x_1, x_2) \equiv x_2[x_1 + a + b(x_2 - 1)] - x_1 = 0 \quad (3)$$

The circuit optimization is formulated as a problem of obtaining at the exit of a circuit of the defined voltage  $w$ . We will determine the cost function of the optimization process by the equation 4.

$$C(X) = (x_2 - w)^2 \quad (4)$$

In this case, the problem of circuit optimization is converted to minimization of the cost function  $C(X)$ . Following theoretical bases that were developed in [Zemliak,

2007] we formulate the problem for circuit optimization as a task of search of the optimization strategy with a minimum possible CPU time. For this purpose, we define the functional, which is subject to minimization, by the equation 5.

$$J = \int_0^T f_0(\mathbf{X}) dt \quad (5)$$

Where  $f_0(\mathbf{X})$  is the function that is conditionally determining the density of a number of arithmetic operations in a unit of time  $t$ . In that case, integral (equation 5) defines total number of operations necessary for circuit optimization and is proportional to the total CPU time.

The structure of function  $f_0(\mathbf{X})$  cannot be defined. However, we can compute CPU time using the possibilities of the compiler. We will further identify the integral with CPU time, and therefore, the problem of minimization of CPU time corresponds to a problem of minimization of the integral.

According to [Zemliak, 2001], we introduce the control vector  $U$  that consists of only one component  $u(t)$  for the reviewed example. This component has one of two possible values: 0 or 1. The control vector allows to generalise circuit optimization process and to define a set of the optimization strategies differing in operations number and CPU time. The generalized cost function is defined in this case by the equation 6.

$$F(\mathbf{X}) = C(\mathbf{X}) + \varphi(\mathbf{X}) \quad (6)$$

Where  $\varphi(\mathbf{X})$  is an additional penalty function, which can be determined, for example, by the equation 7.

$$\varphi(\mathbf{X}) = \sum_{j=1}^M u_j \cdot g_j^2(\mathbf{X}) \quad (7)$$

Where  $M$  is the number of nodes of the circuit. In our case  $M=1$ .

Process of circuit optimization thus can be described by the system (equation 8) with restrictions (equation 9).

$$\frac{dx_i}{dt} = f_i(x_1, x_2, u), \quad i=1, 2 \quad (8)$$

$$(1-u) \cdot g_1(x_1, x_2) = 0 \quad (9)$$

Where functions  $f_i(x_1, x_2, u)$  are defined by a concrete numerical method of optimization. When using a gradient method, these functions are defined by the equation 10.

$$f_i(x_1, x_2, u) = -\frac{\delta}{\delta x_i} F(X), \quad i=1,2 \quad (10)$$

Where the operator  $\delta/\delta x_i$  is defined by the expression:

$$\frac{\delta}{\delta x_i} \sigma(X) = \frac{\partial \sigma(X)}{\partial x_i} + \sum_{p=K+1}^{K+M} \frac{\partial \sigma(X)}{\partial x_p} \frac{\partial x_p}{\partial x_i}$$

The value  $u(t)=0$  corresponds to the traditional strategy of optimization (TSO). In this case in the system (8), there is only one equation for the independent  $x_1$  variable, whereas the variable  $x_2$  is defined from the equation 9. The value  $u(t)=1$  corresponds to the modified traditional strategy of optimization (MTSO) when both  $x_1$  and  $x_2$  variables are independent. In this case, the system (8) includes two equations for the independent variables  $x_1$  и  $x_2$ , and the equation 9 disappears. A change in the value of function  $u(t)$  with 0 on 1 and back can be made at any moment and generates a set of various strategies of optimization. Two main strategies are defined as follows:

- TSO,  $u=0$ . The equations 8 to 10 are replaced with the following equations 11 y 12.

$$\frac{dx_1}{dt} = -\frac{\partial C}{\partial x_2} \frac{dx_2}{dx_1} \quad (11)$$

$$\frac{dx_2(x_1, t)}{dt} = \frac{\partial x_2}{\partial x_1} \frac{dx_1}{dt} \quad (12)$$

Where the derivative  $dx_2/dx_1$  is defined from the equation 9 and can be calculated by the formula:

$$\frac{dx_2}{dx_1} = \frac{1}{2b} \left[ -1 + \frac{x_1 + c + 2b}{\sqrt{(x_1 + c)^2 + 4bx_1}} \right], \quad c=a-b$$

- MTSO,  $u=1$ . The equations 8 are transformed to the next one:

$$\frac{dx_i}{dt} = -\frac{\delta}{\delta x_i} [C(X) + g_1^2(X)] \quad i=1, 2 \quad (13)$$

In a general case, the right-hand parts of the equations 8 can be presented in equation 14.

$$f_1(x_1, x_2, u) = (1-u) \cdot f_{11}(x_1, x_2) + u \cdot f_{12}(x_1, x_2) \quad (14)$$

$$f_2(x_1, x_2, u) = (1-u) \cdot f_{21}(x_1, x_2) + u \cdot f_{22}(x_1, x_2)$$

Where the functions  $f_{ij}(x_1, x_2)$  are determined by the following equations 15.

$$f_{11}(x_1, x_2) = \frac{(w - x_2)}{b} \left[ -1 + \frac{x_1 + c + 2b}{\sqrt{(x_1 + c)^2 + 4bx_1}} \right]$$

$$f_{12}(x_1, x_2) = -2(x_2 - 1) \{ (x_2 - 1)x_1 + [a + b(x_2 - 1)]x_2 \} \quad (15)$$

$$f_{21}(x_1, x_2) = \frac{(w - x_2)}{2b^2} \left[ -1 + \frac{x_1 + a + b}{\sqrt{(x_1 + c)^2 + 4bx_1}} \right]^2$$

$$f_{22}(x_1, x_2) = -2(x_2 - w) - 2(c + x_1 + 2bx_2) \cdot [(x_2 - 1)x_1 + ax_2 + b(x_2 - 1)x_2]$$

According to methodology of the maximum principle, the system of the conjugate equations for additional variables  $\Psi_1, \Psi_2$  has the next equations 16.

$$\frac{d\Psi_1}{dt} = -\frac{\partial f_1(x_1, x_2, u)}{\partial x_1} \cdot \Psi_1 - \frac{\partial f_2(x_1, x_2, u)}{\partial x_1} \cdot \Psi_2 \quad (16)$$

$$\frac{d\Psi_2}{dt} = -\frac{\partial f_1(x_1, x_2, u)}{\partial x_2} \cdot \Psi_1 - \frac{\partial f_2(x_1, x_2, u)}{\partial x_2} \cdot \Psi_2$$

Where partial derivatives of the functions  $f_i(x_1, x_2, u)$ ,  $i=1, 2$  are calculated by the next equations 17.

$$\frac{\partial f_{11}(x_1, x_2)}{\partial x_1} = \frac{(x_2 - w)4a}{[(x_1 + c)^2 + 4bx_1]^{3/2}}$$



$$\begin{aligned} \frac{\partial f_{12}(x_1, x_2)}{\partial x_1} &= -2(x_2 - 1)^2 \\ \frac{\partial f_{21}(x_1, x_2)}{\partial x_1} &= -\frac{(w - x_2)}{b} \left[ -1 + \frac{x_1 + a + b}{\sqrt{(x_1 + c)^2 + 4bx_1}} \right] \frac{4a}{[(x_1 + c)^2 + 4bx_1]^{3/2}} \\ \frac{\partial f_{22}(x_1, x_2)}{\partial x_1} &= -2(x_2 - 1)x_1 - 2[a + b(x_2 - 1)]x_2 - 2(c + x_1 + 2bx_2)(x_2 - 1) \\ & \hspace{15em} (17) \\ \frac{\partial f_{11}(x_1, x_2)}{\partial x_2} &= -\frac{1}{b} \left[ -1 + \frac{x_1 + a + b}{\sqrt{(x_1 + c)^2 + 4bx_1}} \right] \\ \frac{\partial f_{12}(x_1, x_2)}{\partial x_2} &= -4(x_2 - 1)x_1 - 2[a + b(x_2 - 1)]x_2 - 2(x_2 - 1)[bx_2 + a + b(x_2 - 1)] \\ \frac{\partial f_{21}(x_1, x_2)}{\partial x_2} &= -\frac{1}{2b^2} \left[ -1 + \frac{x_1 + a + b}{\sqrt{(x_1 + c)^2 + 4bx_1}} \right]^2 \\ \frac{\partial f_{22}(x_1, x_2)}{\partial x_2} &= -2 - 4b[(x_2 - 1)x_1 + bx_2^2 + cx_2] - 2(c + x_1 + 2bx_2)^2 \end{aligned}$$

The Hamiltonian is expressed by the following equation 18.

$$H = \psi_1 \cdot f_1(x_1, x_2, u) + \psi_2 \cdot f_2(x_1, x_2, u) \quad (18)$$

Substituting equation 14 in 18 and doing identical transformations, we obtain the following expression for the Hamiltonian, equation 19.

$$H = \psi_1 \cdot f_{11}(x_1, x_2) + \psi_2 \cdot f_{21}(x_1, x_2) + u \cdot \Phi(x_1, x_2, \psi_1, \psi_2) \quad (19)$$

Where

$$\Phi(x_1, x_2, \psi_1, \psi_2) = \psi_1 \cdot [f_{12}(x_1, x_2) - f_{11}(x_1, x_2)] + \psi_2 \cdot [f_{22}(x_1, x_2) - f_{21}(x_1, x_2)]$$

According to the maximum principle, we obtain the next main condition for the control function  $u$ :

$$u = \begin{cases} 0, & \Phi < 0 \\ 1, & \Phi > 0 \end{cases} \quad (20)$$

The behaviour of the control function  $u(t)$  that corresponds to the maximum principle is also defined by the behaviour of functions  $\psi_1(t)$  and  $\psi_2(t)$ , which are computed from the equations 16.

### 3. Results

Numerical results were obtained on computer Sony VAIO PCG-V505MFP, Windows XP, processor Pentium 4-M, 2.2 GHz with compiler C++. The solution of the equations 16 depends on the initial values  $\Psi_{10}$  and  $\Psi_{20}$ , which are defined within the precision of the common multiplier. One of these constants can be taken arbitrarily. Let us define the constant  $\Psi_{10} = -1$ . The value of the constant  $\Psi_{20}$ , which corresponds to the correct solution of a task in the conditions of the maximum principle  $\Psi_{20c}$ , can be obtained by iterative procedure. We use the iterative procedure on the basis of the gradient method, which minimise the functional (5). The minimum value of this functional can be provided by the correct value of parameter  $\Psi_{20c}$ .

The analysis of the process of optimization for a similar example, which is carried out in work [Zemliak, 2002], showed that the TSO ( $u=0$ ) is the optimal one when both initial values of variables  $x_1$  and  $x_2$ , ( $x_{10}, x_{20}$ ) are positive. In this case the number of iterations is equal to 3898, and CPU time is equal to 42.88 msec for the initial point  $x_{10}=1, x_{20}=2$ . At the same time, the negative initial values of the variable  $x_2$  significantly lead to other results. In the case of negative initial values of the variable  $x_2$ , emergence of effect of acceleration of the process of circuit optimization is possible [Zemliak, 2002]. This effect accelerates the optimization process in many times. It is interesting to check if this result corresponds to the maximum principle, figure 2 shows the trajectories of the process of circuit optimization with the negative initial value of coordinate  $x_{20}$ , ( $x_{10}=1, x_{20}=-2$ ). The structure of function  $u(t)$  that was obtained automatically and corresponds to a condition of the maximum principle (20) has one or two points of a rupture that corresponds to switching from the trajectory corresponding to MTSO ( $u=1$ , a dotted curve) on trajectory corresponding to TSO ( $u=0$ , a continuous curve). Coordinates

of a switching point of  $t_{sw}$  depend on the value of  $\Psi_{20}$ . The data corresponding to the different points of switching from 1 to 11 in figure 2 are presented in table 1.

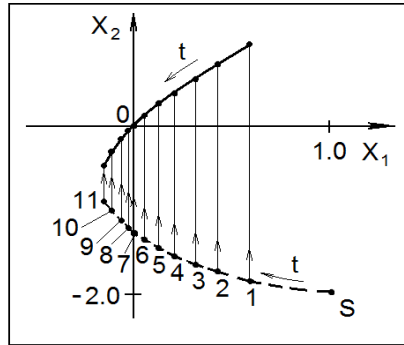


Figure 2 Trajectories of optimisation process with initial point ( $X_{10}=1$ ,  $X_{20}=-2$ ) and different values of  $\Psi_{20}$ .

Table 1 Data of some strategies with different initial values of variable  $\Psi_2(t)$ .

N	$\Psi_{20}$	Control function structure	Swiching points	Total iterations number	CPU time (msec)
1	7.27	1; 0; 1	198; 199	2606	14.34
2	7.265	1; 0; 1	200; 201	2464	13.56
3	7.26	1; 0; 1	202; 203	2274	12.52
4	7.255	1; 0; 1	203; 204	2148	11.82
5	7.25	1; 0; 1	205; 206	1759	9.68
6	7.245	1; 0	206	207	1.14
7	7.24	1; 0	209	620	5.67
8	7.235	1; 0	211	711	6.66
9	7.23	1; 0	214	785	7.46
10	7.225	1; 0	216	818	7.81
11	7.22	1; 0	219	855	8.21

A change in the value of  $\Psi_{20}$  from 7.27 to 7.245 leads to reduction of iterations number and CPU time from 14.34 to 1.14 ms, but the CPU time is increasing later on. That is visible also in figure 3, where the dependence of CPU time of the solution of a task from initial value  $\Psi_{20}$  is shown.

The value  $\Psi_{20opt} = 7.245$  corresponds to the minimum CPU time  $T_{min}$  and in this case the integral  $J$  and the initial value of variable  $\Psi_2(t)$  provides the maximum

value of a Hamiltonian according to the maximum principle. The gain in time computed as time relation for TSO by the minimum time of  $T_{\min}$  thus equal to 37.6 times.

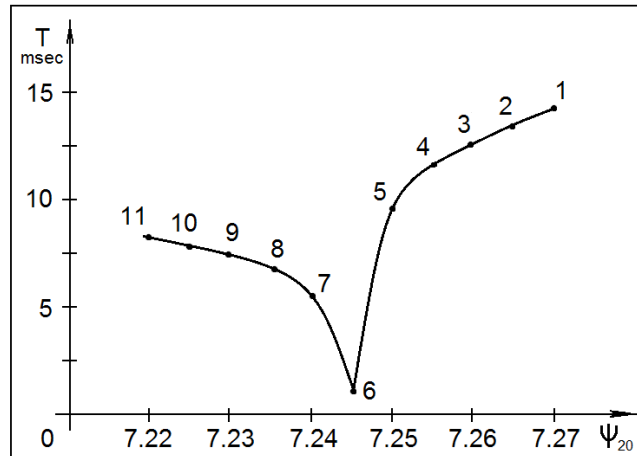


Figure 3 CPU time for different initial values of variable  $\psi_2(t)$ .

Let us define the partial Hamiltonians  $H_{(0)}$ ,  $H_{(1)}$  by the equations 21 y 22.

$$H_{(0)} = \psi_1 \cdot f_1(x_1, x_2, 0) + \psi_2 \cdot f_2(x_1, x_2, 0) \quad (21)$$

$$H_{(1)} = \psi_1 \cdot f_1(x_1, x_2, 1) + \psi_2 \cdot f_2(x_1, x_2, 1) \quad (22)$$

Dependencies of the functions  $H_{(0)}(t)$ ,  $H_{(1)}(t)$  and  $\Phi(t)$  for various values of parameter  $\Psi_{20}$  are presented in figures 4, 5 y 6. Optimum value of a constant  $\Psi_{20}$  is equal to 7.245 and corresponds to the results presented in figure 4.

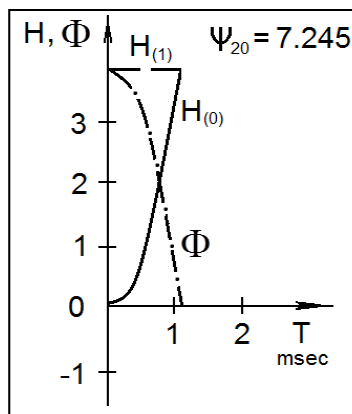


Figure 4 Time dependency of functions  $H_{(0)}(t)$ ,  $H_{(1)}(t)$  and  $\Phi(t)$  for optimal parameter  $\Psi_{20}$ .

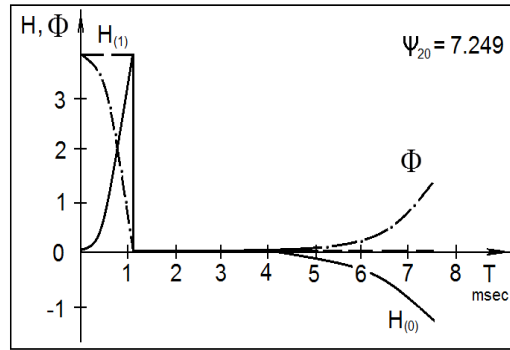


Figure 5 Time dependency of functions  $H_{(0)}(t)$ ,  $H_{(1)}(t)$  and  $\Phi(t)$  for non-optimal value of parameter  $\Psi_{20}$ ,  $\Psi_{20} > \Psi_{20opt}$ .

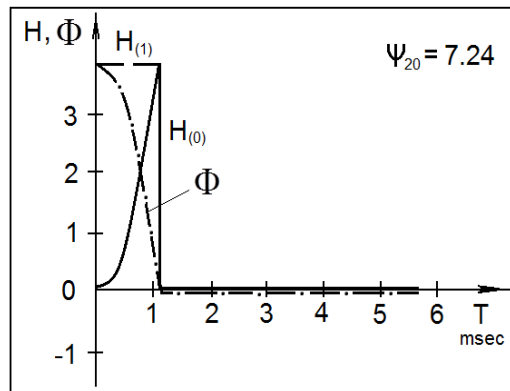


Figure 6 Time dependency of functions  $H_{(0)}(t)$ ,  $H_{(1)}(t)$  and  $\Phi(t)$  for non-optimal value of parameter  $\Psi_{20}$ ,  $\Psi_{20} < \Psi_{20opt}$ .

In this case the function  $H_{(1)}(t)$  passes above the function  $H_{(0)}(t)$  from the beginning of the process until the point  $T_{sw}$ . At this point both functions become equal, function  $\Phi(t)$  changes a sign, and according to condition (20), value of the control function  $u$  is changing to 1 on 0. Then, the iterative process comes to the end because the criterion for the end of the optimization process is satisfied.

It is interesting to analyse the behaviour of the functions  $H_{(0)}(t)$ ,  $H_{(1)}(t)$  and  $\Phi(t)$  with non-optimal initial value  $\Psi_{20}$ . In this case, the point of switching the control function  $u$  from 1 on 0 is not the optimal one. The behaviour of functions  $H_{(0)}(t)$ ,  $H_{(1)}(t)$  and  $\Phi(t)$  is shown in figure 5 for other initial value of  $\Psi_{20}=7.249$  that is greater than the optimal one.

In this case the control function switching happens before an optimum point and the time of computing grows till 7.55 msec.

The behaviour of these functions is given in figure 6 for the initial value of  $\Psi_{20}=7.24$  that is lesser than the optimal one. In this case the control function switching happens after an optimum point and the time of computing grows again to 5.67 msec.

We can see that in this case the optimization process is longer than for the optimal value of the parameter  $\Psi_{20}$ .

#### **4. Discussion**

The application of the maximum principle gives us the possibility to find the optimal structure of the control vector  $U$ . It means that the main goal of the problem of optimal control theory is achieved on the basis of maximum principle.

It is clear that when the point of switching of the control vector differs from the optimal one, the value of the Hamiltonian is changing over time. On the other hand the Hamiltonian has a permanent when the optimal position of switch point is applied. It was obtained two principal results. First, the theoretical justification is given for the earlier discovered effect of acceleration of the process of circuit optimization in the conditions of a new methodology of design. This justification is based on the maximum principle. Second, the analysis of the optimization process for the analysed circuit has shown that application of the maximum principle really allows for the finding of the optimum structure of the control vector  $U(t)$  by means of the iterative procedure. We found this structure automatically on the basis of the main principle (20). Besides, the considerable reduction of the processor time in comparison with the traditional approach is observed when using the maximum principle.

#### **5. Conclusions**

The analysis of optimization process of the presented circuit showed that application of the maximum principle really allows finding the optimum structure of

the control vector  $U(t)$  by means of iterative procedure. Thus, considerable reduction of CPU time in comparison with traditional approach is observed.

## 6. Bibliography and References

- [1] Alpaydin, G., Balkir, S. & Dundar, G., An evolutionary approach to automatic synthesis of high performance analog integrated circuits, *IEEE Trans. Evolut. Comp.* V. 7, 240-252, 2003.
- [2] Bourdin, L. & Trélat, E., Pontryagin maximum principle for finite dimensional nonlinear optimal control problems on time scales, *SIAM J. Control Opt.*, V. 51, No. 5, 3781-3813, 2013.
- [3] Brayton, R.K., Hachtel, G.D. & Sangiovanni-Vincentelli, A.L. A survey of optimization techniques for integrated-circuit design, *Proc. IEEE*, V. 69, No. 10, 1334-1362, 1981.
- [4] Hershenson, M., Boyd, S., Lee, T. Optimal design of a CMOS op-amp via geometric programming, *IEEE Trans. CAD Integr. Circ. Syst.*, V. 20, 1-21, 2001.
- [5] Liu, B., Wang, Y., Yu, Z., Liu, L., Li, M., Wang, Z., Lu, J. & Fernandez, F.V. Analog circuit optimization system based on hybrid evolutionary algorithms, *Integr. VLSI J.*, V. 42 137-148, 2009.
- [6] Kashirskiy, I.S. & Trokhimenko, Y.K., *General optimization of electronic circuits*, Kiev, Tekhnika, 1979.
- [7] Neustadt, L.W. *Synthesis of time-optimal control systems*. *J. Math. Analysis Applications*, V. 1, No. 2, 484-492, 1960.
- [8] Ochotta, E.S., Rutenbar, R.A. & Carley, L.R. *Synthesis of high-performance analog circuits in ASTRX/OBLX*. *IEEE Trans. CAD Integr. Circ. Sys.*, V. 15, 273–294, 1996.
- [9] Osterby, O. & Zlatev, Z. *Direct Methods for Sparse Matrices*. New York, Springer-Verlag, 1983.
- [10] Pontryagin, L.S., Boltyanskii, V.G., Gamkrelidze, R.V. & Mishchenko, E.F. *The Mathematical Theory of Optimal Processes*, New York, Interscience Publishers, Inc., 1962.

- [11] Rabat, N., Ruehli, A.E., Mahoney, G.W. & Coleman, J.J. A survey of macromodelling, Proc. of IEEE Int. Sym. CAS, 139-143, June 1985.
- [12] Ridzuan, M.R.M., Hassan, E.E., Abdullah, A.R., Bahaman, N. & Kadir, A.F.A. A new meta heuristic evolutionary programming (NMEP) in optimizing economic energy dispatch. J. Telecomm. Electron. Comp. Engineer. V. 8, No. 2, 35–40, 2016.
- [13] Rizzoli, V., Costanzo, A. & Cecchetti, C. Numerical optimization of broadband nonlinear microwave circuits. Proc. IEEE MTT-S Int. Symp., 335–338, Dallas, USA, May 1990.
- [14] Robinson, J. & Rahmat-Samii, Y. Particle swarm optimization in electromagnetic. IEEE Trans. Ant. Prop., V. 52, 397-407, 2004.
- [15] Rosen, J.B. Iterative Solution of Nonlinear Optimal Control Problems. J. SIAM, Control Series A, 223-244, 1966.
- [16] Ruehli A.E. (Ed.) Circuit Analysis, Simulation and Design, part 2. Amsterdam, Elsevier Science Publishers, 1987.
- [17] Zemliak, A. & Markina, T. Behavior of Lyapunov's function for different strategies of circuit optimization. Int. J. Electronics, V. 102, 619-634, 2015.
- [18] Zemliak, A. Maximum principle for problem of circuit optimization. Electronics Letters, V. 52, No. 9, 695-697, 2016.
- [19] Srivastava, A., Kachru, T. Sylvester, D. Low-Power-Design Space Exploration Considering Process Variation Using Robust Optimization. IEEE Trans. CAD Integr. Circ. Syst., V. 26, 67-79, 2007.
- [20] Stehr, G. Pronath, M., Schenkel, F, Graeb, H. & Antreich, K. Initial sizing of analog integrated circuits by centering within topology-given implicit specifications. Proc. IEEE/ACM Int. Conf. CAD, 241–246, Nov. 2003.
- [21] Tadeusiewicz, M. & Kuczynski, A. A very fast method for the dc analysis of diode-transistor circuits. Circuits Systems and Signal Processing, V. 32, No. 3, 433-451, 2013.
- [22] Yengui, F., Labrak, L., Frantz, F., Daviot, R., Abouchi, N. & O'Connor, I. A hybrid GA-SQP algorithm for analog circuits sizing, circuits and systems. Circ. Syst., V. 3, 146–152, 2012.



- [23] Zemliak, A.M. Analog System Design Problem Formulation by Optimum Control Theory. *IEICE Trans. Fundam.*, V. E84-A, 2029-2041, 2001.
- [24] Zemliak, A.M. Acceleration Effect of System Design Process. *IEICE Trans. Fundam.*, V. E85-A, No. 7, 1751-1759, 2002.
- [25] Zemliak A.M. Analysis of Dynamic Characteristics of a Minimal-Time Circuit Optimization Process. *Int. J. of Mathematic Models and Methods in Applied Sciences*, V. 1, No. 1, 1-10, 2007.
- [26] Zemliak, A.M. Comparative Analysis of the Lyapunov Function for Different Strategies of Analogue Circuits Design. *Radioelectr. and Comm. Sys.*, V. 51, No. 5, 233-238, 2008.

# ANALYSIS OF DIFFERENT STRATEGIES FOR CIRCUIT OPTIMIZATION

**Alexander Zemliak**

Universidad Autónoma de Puebla

*azemliak@fcm.buap.mx*

**Fernando Reyes Cortés**

Universidad Autónoma de Puebla

*freyes@ece.buap.mx*

## Resumen

El proceso de la optimización del circuito analógico es definido matemáticamente como un sistema dinámico controlable. En este contexto, podemos formular el problema de minimizar el tiempo de la CPU como el problema de minimización de un proceso de transición de un sistema dinámico. Para analizar las propiedades de tal sistema, proponemos de usar el concepto de la función de Lyapunov de un sistema dinámico. Esta función permite analizar la estabilidad de las trayectorias de optimización y predecir el tiempo de la CPU para la optimización del circuito analizando las características de la parte inicial del proceso.

**Palabras Claves:** Diseño del sistema en el tiempo mínimo, estrategia óptima en el tiempo, función de Lyapunov, optimización del circuito, teoría de control.

## Abstract

*The process of analog circuit optimization is defined mathematically as a controllable dynamical system. In this context, we can formulate the problem of minimizing the CPU time as the minimization problem of a transitional process of a dynamical system. To analyse the properties of such a system, we propose to use the concept of the Lyapunov function of a dynamical system. This function allows us to analyse the stability of the optimization trajectories and to predict the CPU*

*time for circuit optimization by analysing the characteristics of the initial part of the process.*

**Keywords:** *Circuit optimization, control theory, Lyapunov function, minimal-time system design, time-optimal strategy.*

## **1. Introduction**

The problem of reducing the CPU time taken by electronic circuit optimization is one of the important problems related to improving design quality. The design process starts with an initial approximation done by analysing the circuit for the initial point, and then the system parameters are adjusted to obtain the performance characteristics included in the specification. The process of adjusting parameters can be based on an optimization procedure. Some methods reduce the time need for circuit analysis. This includes the well-known idea of using sparse matrix methods [Bunch, 1976], [Osterby, 1983] and decomposition methods [Rabat et al., 1985]. Some alternative methods such as homotopy methods [Tadeusiewicz, 2013] were successfully applied to circuit analysis.

Practical methods of optimisation were developed for circuit designing, timing, and area optimisation [Brayton et al., 1981]. However, classical deterministic optimisation algorithms may have a number of drawbacks: they may require that a good initial point be selected in the parameter space, and they require that the cost function be continuous and differentiable. To overcome these issues, special methods were applied to determine the initial point of the process by centering [Stehr et al., 2003] or applying geometric programming methods [Hershenson et al., 2001] that guarantee the convergence to a global minimum, but this require a special formulation of design equation to which additional difficulties accompany. Other approach based on the idea of space mapping technique [Koziel et al., 2006].

Some another ways were proposed to reduce the total computer design time [Kashirskiy, 1979], [Rizzoli et al., 1990], [Ochotta et al., 1996].

The more general formulation of the circuit optimization problem is proposed in [Zemliak, 2001]. There, the problem of analogue circuit optimization is defined in

terms of control theory. The potential advantages of new approach have been shown at a formulation of process of designing of electronic circuits in terms of the control theory. We suppose that this approach allows us to considerably accelerate deterministic optimization methods and to compete with stochastic algorithms in terms of CPU time. This approach was successfully developed in work [Zemliak, 2014]. This paper studied some principal characteristics of optimization strategies, which form the complete basis of different designing strategies of new methodology. The possibility was shown to significantly reduction of CPU time on the basis of this approach. In work [Zemliak, 2015] the characteristics of the optimization process for nonlinear circuits were analyzed on the basis of the Lyapunov function definition. This approach promises more precise analysis of optimization strategies with the aim to investigate the stability of various strategies and to improve the selection of the best strategy.

In the presented work we follow further development of this direction with the purpose to reveal the main regularities and properties of the optimal algorithm of designing. These properties will allow constructing the optimal algorithm, which implements the process of designing for minimum possible processor time. This problem is important and rather complex challenge of the control theory as well, because is required to build the algorithm during the "real time", i.e. in the course of optimization of electronic circuit.

The main properties and the special conditions for the optimal design strategy construction are the first problems that need to be solved for the optimal algorithm searching. In this case the analysis of the Lyapunov function properties of the optimization process is a very perspective approach for searching of the best strategies with the minimal processor time.

## **2. Methods**

The In accordance with the conventional approach, the process of electronic circuit optimization is defined as the problem of minimizing an objective function  $C(X)$ ,  $X \in R^N$ , with constraints given by a system of the circuit's equations based on Kirchhoff's laws. We assume that, by minimizing  $C(X)$ , we achieve all our

design goals. An approach proposed in [Zemliak, 2001] generalizes the circuit optimization problem by introducing a special control vector  $U=(u_1, u_2, \dots, u_M)$  and a special generalized objective function  $F(X, U)$ .

The design process for any analog system design can be defined in discrete form as the problem of the generalized cost function  $F(X, U)$  minimization by means of the system (equation 1) with the constraints (equation 2).

$$x_i^{s+1} = x_i^s + t_s \cdot f_i(X, U), \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (1)$$

$$(1 - u_j) \cdot g_j(X) = 0, \quad j = 1, 2, \dots, M \quad (2)$$

where  $X \in R^N$ ,  $X = (X', X'')$ ,  $X' \in R^K$  is the vector of the independent variables and the vector  $X'' \in R^M$  is the vector of dependent variables ( $N=K+M$ ),  $g_j(X)$  for all  $j$  presents the network model,  $s$  is the iterations number,  $t_s$  is the iteration parameter,  $t_s \in R^1$ ,  $H \equiv H(X, U)$  is the direction of the generalized cost function  $F(X, U)$  decreasing,  $U$  is the vector of the special control functions  $U=(u_1, u_2, \dots, u_M)$ , where  $u_j \in \Omega$ ;  $\Omega = \{0; 1\}$ . The functions  $f_i(X, U)$  for example for the gradient method are defined in equations 3.

$$f_i(X, U) = -\frac{\delta}{\delta x_i} F(X, U), \quad i = 1, 2, \dots, K \quad (3)$$

$$f_i(X, U) = -u_{i-K} \frac{\delta}{\delta x_i} F(X, U) + \frac{(1 - u_{i-K})}{t_s} \{-x_i^s + \eta_i(X)\}, \quad i = K+1, K+2, \dots, N$$

Where the operator  $\frac{\delta}{\delta x_i}$  hear and below means:

$$\frac{\delta}{\delta x_i} \varphi(X) = \frac{\partial \varphi(X)}{\partial x_i} + \sum_{p=K+1}^{K+M} \frac{\partial \varphi(X)}{\partial x_p} \frac{\partial x_p}{\partial x_i}$$

$x_i^s$  is equal  $x_i(t-dt)$ ;  $\eta_i(X)$  is the implicit function ( $x_i = \eta_i(X)$ ) that is determined by the system (equation 2). The generalized cost function  $F(X, U)$  can be defined for example as equation 4.

$$F(X,U) = C(X) + \psi(X,U) \quad (4)$$

Where  $C(X)$  is the nonnegative cost function of the design process, and  $\psi(X,U)$  is the additional penalty function, equation 5.

$$\psi(X,U) = \frac{1}{\varepsilon} \sum_{j=1}^M u_j \cdot g_j^2(X) \quad (5)$$

This formulation of the design process permits the redistribution of the computer time expense between the solution of problem (equation 2) and the optimization procedure (equation 1) for the function  $F(X,U)$ . The control vector  $U$  is the main tool for the redistribution process in this case. Practically an infinite number of the different design strategies are produced because the vector  $U$  depends on the optimization procedure current step. The problem of the optimal design strategy search is formulated now as the typical problem for the functional minimization of the control theory. The functional that needs to minimize is the total CPU time  $T$  of the design process. This functional depends directly on the operations number and on the design strategy that has been realized. The main difficulty of this definition is unknown optimal dependencies of all control functions  $U_j$ . It is necessary to find the optimal behavior of the control functions  $U_j$  during the design process to minimize the total design computer time.

The idea of the system design problem formulation as the functional minimization problem of the control theory is not depend of the optimization method and can be embedded into any optimization procedures. In this paper the gradient method is used, nevertheless any optimization method can be used as shown in [Zemliak, 2001].

Now the process for analog network design is formulated as a dynamic controllable system. The minimal-time design process can be defined as the dynamic system with the minimal transition time in this case. So, we need to find the special conditions to minimize the transition time for this dynamic system.

Let us define the Lyapunov function of the design process (equations 1-5) by the equation 6.

$$V(X,U) = [F(X,U)]^r \quad (6)$$

Where  $F(X,U)$  is the generalized cost function of the design process. So, the function  $V$  has properties:  $V(a,U)=0$ ,  $V(X,U)>0$  for all  $X$  and at last, this function increases in a sufficient large neighborhood of the stationary point. The Lyapunov function can be used for analysis of stability of any strategies of optimization.

According to Lyapunov's method, the information about the stability of a trajectory is contained in the time derivative of the Lyapunov function  $\dot{V} = dV/dt$ . The optimization process and its corresponding trajectory are steady if this derivative is negative. In this paper, the direct computation of Lyapunov function  $V$  is based on the formula (6), where the parameter  $r$  is equal to 0.5. This kind of formula improves the separation of curves for different strategies and gives us the possibility to analyse the behaviour of Lyapunov function by the better manner. By conducting a detailed behavioural analysis of the Lyapunov function and its derivative for different optimization strategies, we can choose perspective strategies.

We would like to obtain some quantitative characteristics for the behaviour of the Lyapunov function and its derivative. Earlier defined electronic circuit is optimized in this section on the basis of continuous form of the circuit optimization process (equations 2–5). Our goal is to obtain, for each strategy, an interrelation between its relative CPU time and the behaviour of the derivative of its corresponding Lyapunov function.

We can use now a more informative function, namely the relative time derivative of the Lyapunov function  $W = \dot{V}/V$ . This allows us to compare different strategies in terms of the behaviour of the function  $W(t)$ .

In works [Zemliak, 2007], [Zemliak, 2008], some strategies for circuit optimization have been analyzed and Lyapunov function was entered on the basis of the formula other than (equation 6). The behavior of this function was analyzed for the optimization of some simple nonlinear circuits. It is shown that there is a dependency between the time necessary for optimization of a circuit and behavior

of the Lyapunov function. At the same time, in the presented paper the behavior of the normalized functions is investigated during the optimization process: the Lyapunov function computed by the equation 6 and its time derivative. It allowed to study in detail properties of these functions both for simple passive nonlinear circuits and for some transistor amplifiers.

### 3. Results

In what follows, we give an analysis of the optimization process for some nonlinear circuits.

To present an analysis of the behaviour of functions  $V(t)$  and  $W(t)$ , we use the test examples of passive and active nonlinear circuits, which allows us to explain the principal features of the behaviour of the function  $W(t)$ . Figure 1 presents a three-node nonlinear passive circuit.

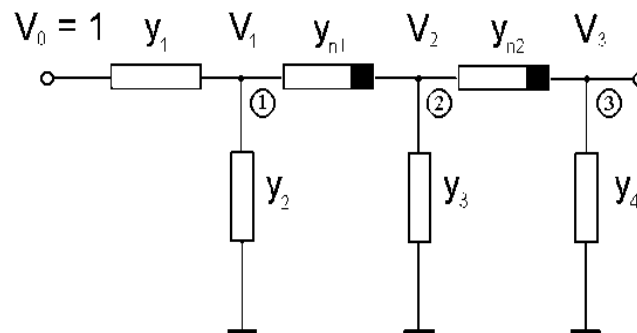


Figure 1 Three-node nonlinear passive circuit.

Here, the circuit model (equation 2) consists of three equations ( $M=3$ ), and the control vector  $U$  consists of three components as well:  $U = (u_1, u_2, u_3)$ . The structural basis consists of eight different optimization strategies. The nonlinear elements are given as follows:  $y_{n1} = a_{n1} + b_{n1} \cdot (V_1 - V_2)^2$  and  $y_{n2} = a_{n2} + b_{n2} \cdot (V_2 - V_3)^2$ . The vector  $X$  consists of seven components, set as follows:  $x_1^2 = y_1$ ,  $x_2^2 = y_2$ ,  $x_3^2 = y_3$ ,  $x_4^2 = y_4$ ,  $x_5 = V_1$ ,  $x_6 = V_2$  and  $x_7 = V_3$ . By defining the components  $x_1, x_2, x_3$ . Using the above formulas, we automatically obtain positive values of the conductance, which eliminates the issue of positive definiteness for



each resistance and conductance and allows us to carry out optimization in the full space of the values of these variables without any restrictions. This circuit is a voltage divider, and the objective function can be defined by the formula  $C(X) = (V_3 - V_{30})^2$ , where  $V_{30}$  is the required value of the output voltage  $V_3$ , which must be obtained during the optimization process.

Table 1 presents the analysis of the results of the optimization process for the eight strategies that form the complete structural basis.

Table 1 Complete set of strategies of structural basis for three-node nonlinear circuit.

N	Control vector	Iterations number	Total processor time (sec)
1	(0 0 0)	519963	39.957
2	(0 0 1)	1261184	46.126
3	(0 1 0)	689354	23.276
4	(0 1 1)	230500	4.721
5	(1 0 0)	158245	5.810
6	(1 0 1)	402037	13.844
7	(1 1 0)	212405	6.182
8	(1 1 1)	446205	5.531

For each strategy, we measure the CPU time needed to reach the time point that minimizes the function  $V$ . We introduce the functions  $V$  and  $W$ , which are the normalized versions of the functions  $V(t)$  and  $W(t)$ . This normalization is done as follows:  $V = V(t)/V_{max}$  and  $W = W(t)/W_{max}$ , where  $V_{max}$  and  $W_{max}$  are the maximum values of the functions  $V(t)$  and  $W(t)$ , respectively, among the entire structural basis. We do similar normalization for all the examples.

Our main objective is to identify the main criterion that would allow us to compare various strategies and to choose the fastest of them during optimization, without computing the CPU time directly.

As we can see from figure 2, the functions  $V$  and  $W$  give an exhaustive explanation for the characteristics of the optimization process. First of all, we can conclude that the Lyapunov function decreases at a rate that is inversely proportional to the CPU time. The minimum value of the Lyapunov function, which corresponds to the maximum precision, is approximately equal for all the strategies.

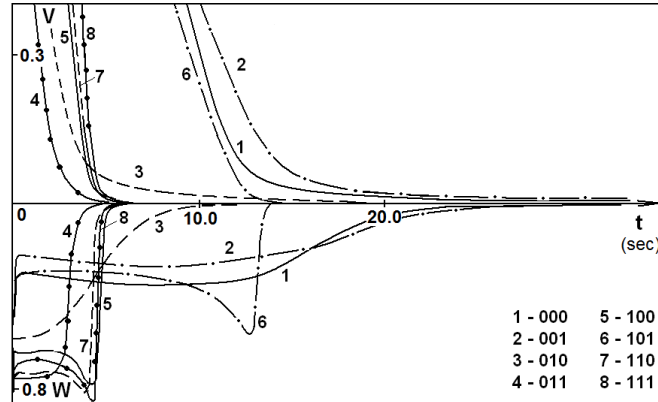


Figure 2 Behaviour of the functions V and W for eight strategies during the optimization process, for three-node nonlinear passive circuit.

We can see that there is a correlation between the total CPU time for a any strategy and the behaviour of the function W that corresponds to this strategy. The larger the absolute value of the function W in the initial part of the optimization process - the faster the Lyapunov function decreases. In this case, the total CPU time is also the shortest.

We can identify three groups of strategies of the structural basis. The first group contains strategies 4, 5, 7 and 8, which have the largest absolute value of the function W during the initial part of the optimization process. At the same time, these strategies have the shortest CPU time. The second group contains strategies 1 and 2, which have the minimum absolute value of the function W. It is these strategies that have the longest CPU time. The third group contains strategies 3 and 6, whose CPU is intermediate. For these strategies, the behaviour of the function W is also intermediate. Therefore, we can state that there is a correlation between the CPU time and the behaviour of the function W.

The next example is devoted to the analysis of optimization process for an amplifier with feedback in figure 3.

The circuit contains six nodes. There are nine independent variables  $y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6, y_7, y_8, y_9$  ( $K=9$ ) and six dependent variables  $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$  ( $M=6$ ). The vector  $\mathbf{X}$  includes 15 components. The objective function of optimization procedure was determined as

$C(X) = (V_1 - V_2 - k_1)^2 + (V_3 - V_2 - k_2)^2 + (V_4 - k_3)^2 + (V_5 - k_4)^2 + (V_5 - V_6 - k_5)^2 + (E_1 - V_6 - k_6)^2$ ,  
 where  $k_1, k_2, k_3, k_4, k_5$  and  $k_6$  are the before-defined values of voltages on GS and DS for  $Q_1, Q_2$  and  $Q_3$ .

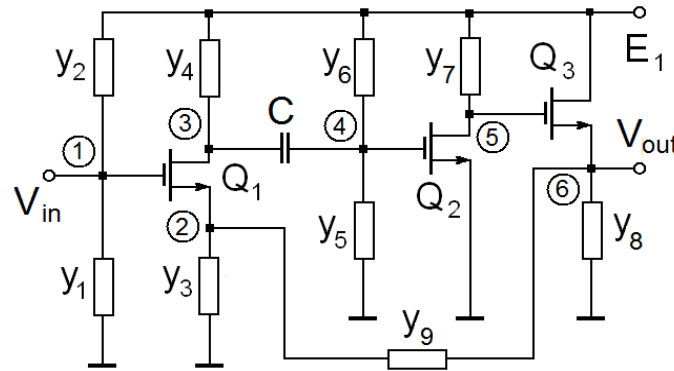


Figure 3 Circuit topology for amplifier with feedback.

These parameters were defined as:  $k_1 = -1.8$  V,  $k_2 = 6.8$  V,  $k_3 = -2.0$  V,  $k_4 = 6.8$  V,  $k_5 = -1.5$  V,  $k_6 = 6.0$  V. The initial and final values of vector  $\mathbf{X}$  are equal:  $X^0 = (0.02, 0.02, 0.02, 0.05, 0.01, 0.015, 0.01, 0.05, 0.01, 2, 1.5, 3, 2, 3, 2, 1)$  and  $X^f = (0.008, 0.004, 0.022, 0.01, 0.009, 0.004, 0.01, 0.022, 0.006, 5.8, 3.8, 10.6, 1.8, 6.6, 5.1)$ .

The final values of the admittances are equal to:  $y_1 = 0.06658 \cdot 10^{-3}$  ( $R_1 = 15.02 \cdot 10^3 \Omega$ ),  $y_2 = 0.02 \cdot 10^{-3}$  ( $R_2 = 50 \cdot 10^3 \Omega$ ),  $y_3 = 0.502 \cdot 10^{-3}$  ( $R_3 = 1.99 \cdot 10^3 \Omega$ ),  $y_4 = 0.1 \cdot 10^{-3}$  ( $R_4 = 10.0 \cdot 10^3 \Omega$ ),  $y_5 = 0.083 \cdot 10^{-3}$  ( $R_5 = 12.05 \cdot 10^3 \Omega$ ),  $y_6 = 0.02 \cdot 10^{-3}$  ( $R_6 = 50 \cdot 10^3 \Omega$ ),  $y_7 = 0.1 \cdot 10^{-3}$  ( $R_7 = 10.0 \cdot 10^3 \Omega$ ),  $y_8 = 0.5012 \cdot 10^{-3}$  ( $R_8 = 1.995 \cdot 10^3 \Omega$ ),  $y_9 = 0.031 \cdot 10^{-3}$  ( $R_9 = 32.26 \cdot 10^3 \Omega$ ).

The results of the analysis of COS and some other strategies of the structural basis are given in table 2 and figure 4.

Once again, we can identify three groups of strategies. First group includes strategies 4, 8 and 10 that have the largest absolute value of the function  $W$  in the initial part of the optimization process and shorter CPU times. Computer time gain for the strategy 4 in comparison with COS is equal 280. Second group, strategies 3, 5, 6, 7 and 9 have intermediate values of the function  $W$  and intermediate CPU times. Finally, the strategies 1 and 2 have small absolute values of the function  $W$  and long CPU times.

Table 2 Some strategies of optimization for amplifier with feedback.

N	Control functions vector U(u1,u2,u3,u4,u5,u6)	Iterations number	Total design time (sec)
1	( 0 0 0 0 0 0 )	24417	117.674
2	( 0 0 1 1 1 0 )	25546	73.993
3	( 0 1 1 0 0 1 )	19306	3.181
4	( 0 1 1 1 1 1 )	561	0.420
5	( 1 1 1 0 0 0 )	5258	5.732
6	( 1 1 1 0 1 0 )	4457	4.287
7	( 1 1 1 0 1 1 )	2359	2.785
8	( 1 1 1 1 0 1 )	1427	0.813
9	( 1 1 1 1 1 0 )	2934	1.751
10	( 1 1 1 1 1 1 )	1923	0.486

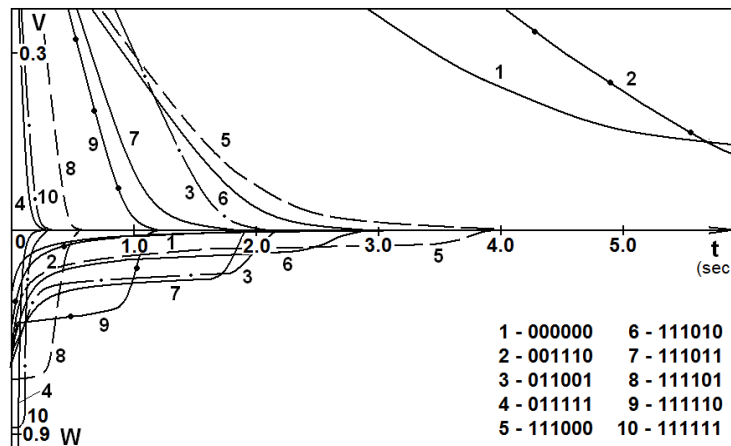


Figure 4 Behaviour of the functions V and W for the eight strategies during the optimization process, for amplifier with feedback.

#### 4. Discussion

Now we have proved the existence of the strong correlation between the CPU time and the properties of the Lyapunov function. Moreover this function also estimates the comparative performance time for each optimization strategy.

Summing up the obtained results, we can conclude that, by analysing the behaviour of the relative time derivative of the Lyapunov function of the optimization process in the initial interval of the optimization process, we can predict the total relative CPU time for a given strategy. It means that, to compare

the total CPU time of optimization for different strategies, we do not have to run the entire optimization process for each strategy. To determine the strategy with the shortest CPU time, it is sufficient to compare the behaviour of the function  $W(t)$  in the initial part of the optimization process. We can obtain the time gain from 2 to 3 orders of magnitude for the best strategy in comparison with COS. It is important to emphasize that the obtained ratios and conclusions are a basis for creation further of the optimum algorithm that implement the best strategy of circuit optimization for minimum CPU time. This purpose is the main at creation of the generalized designing methodology. The obtained results are a basis for designing of optimum algorithm because allow to define the best strategy of optimization of a circuit by the analysis of properties of an initial interval of the optimization process. The main difficulty in creation of such algorithm, is its adaptation structure, i.e. the algorithm has to build the optimal designing strategy in the regime of "real time".

## 5. Conclusions

The generalized approach for circuit optimization gives possibility to considerably reduce the necessary CPU time. Relative gain of the best strategy in comparison with traditional, reaches 2-3 orders of magnitude. Absolute gain can reach several minutes or hours for sufficiently small circuits and it increases at increase in the size and complexity of the circuit.

Based on the analysis presented in this paper, we can conclude that the properties of a given circuit optimization strategy depend on the stability of each strategy that can be defined by means of the Lyapunov function of the optimization process. A special function – the relative time derivative of the Lyapunov function – is a sufficiently informative source when searching for the strategies that minimize the CPU time. We discovered a strong correlation between the properties of the Lyapunov function and its corresponding CPU time. The shortest CPU time is also shown by those strategies that have the largest absolute value of the relative time derivative of the Lyapunov function in the initial part of the optimization trajectory. This property can be the basis for developing an optimal or quasi optimal design algorithm.

## 6. Bibliography and References

- [1] Brayton, R.K., Hachtel, G.D. & Sangiovanni-Vincentelli, A.L. A survey of optimization techniques for integrated-circuit design. *Proc. IEEE*, V. 69, No. 10, 1334-1362, 1981.
- [2] Bunch, J.R. & Rose, D.J. (Eds), *Sparse Matrix Computations*, New York, Acad. Press, 1976.
- [3] Hershenson, M., Boyd, S. & Lee, T. Optimal design of a CMOS op-amp via geometric programming. *IEEE Trans. CAD Integr. Circ. Sys.* V. 20, No. 1, 1–21, 2001.
- [4] Kashirskiy, I.S. & Trokhimenko, Y.K. *General optimization of electronic circuits*. Kiev, Tekhnika, 1979.
- [5] Koziel, S., Bandler, J.W. & Madsen, K. Space-mapping-based interpolation for engineering optimization. *IEEE Trans. MTT*, V. 54, No. 6, 2410-2421, 2006.
- [6] Ochotta, E.S., Rutenbar, R.A. & Carley, L.R. Synthesis of high-performance analog circuits in ASTRX/OBLX. *IEEE Trans. CAD Integr. Circ. Sys.*, V. 15, 273–294, 1996.
- [7] Rabat, N., Ruehli, A.E., Mahoney, G.W. & Coleman, J.J. A survey of macromodelling. *Proc. of IEEE Int. Sym. CAS*, 139-143, June 1985.
- [8] Rizzoli, V., Costanzo, A. & Cecchetti, C. Numerical optimization of broadband nonlinear microwave circuits. *Proc. IEEE MTT-S Int. Symp.*, 335–338, Dallas, USA, May 1990.
- [9] Stehr, G., Pronath, M., Schenkel, F., Graeb, H. & Antreich, K. Initial sizing of analog integrated circuits by centering within topology-given implicit specifications. *Proc. IEEE/ACM Int. Conf. CAD*, 241–246, 2003.
- [10] Tadeusiewicz, M. & Kuczynski, A. A very fast method for the DC analysis of diode-transistor circuits. *Circ. Sys. Sign. Proces.*, V. 32, No. 3, 433-451, 2013.
- [11] Zemliak, A.M. Analysis of Dynamic Characteristics of a Minimal-Time Circuit Optimization Process, *Int. J. of Mathematic Models and Methods in Applied Sciences*, V. 1, 1-10, 2007.

- [12] Osterby, O. & Zlatev, Z. *Direct Methods for Sparse Matrices*. New York, Springer-Verlag, 1983.
- [13] Zemliak, A.M. Analog System Design Problem Formulation by Optimum Control Theory. *IEICE Trans. Fundam.*, V. E84-A, 2029-2041, 2001.
- [14] Zemliak, A.M. Comparative Analysis of the Lyapunov Function for Different Strategies of Analogue Circuits Design. *Radioelect. and Communic. Sys.*, V. 51, 233-238, 2008.
- [15] Zemliak, A. Analog circuit optimization on basis of control theory approach. *COMPEL: The Int. J. Comp. and Math. in Electrical Electronic Engineering*, V. 33, 2180-2204, 2014.
- [16] Zemliak, A. & Markina, T. Behavior of Lyapunov's function for different strategies of circuit optimization. *Int. J. Electronics*, Vol. 102, No. 4, 619-634, 2015.