

Universidad
Autónoma
Metropolitana



Casa abierta al tiempo **Azcapotzalco**



Avances de Ingeniería Electrónica 2013

Compiladores

Miguel Magos Rivera

Pablo Velarde Alvarado

Ramiro Velázquez Guerrero

**Universidad Autónoma Metropolitana
Azcapotzalco**

Universidad Autónoma de Nayarit

Avances de Ingeniería Electrónica 2013

Miguel Magos Rivera
Universidad Autónoma Metropolitana
Azcapotzalco
Departamento de Electrónica

Pablo Velarde Alvarado
Universidad Autónoma de Nayarit
Área de Ciencias Básicas e Ingenierías

Ramiro Velázquez Guerrero
Universidad Panamericana-Bonatererra
Facultad de Ingeniería

**Universidad Autónoma Metropolitana
Unidad Azcapotzalco
Av. San Pablo 180
Col. Reynosa Tamaulipas
Del Azcapotzalco
C.P. 02200
México D.F.**

**Rector
Dr. Romualdo López Zárate**

**Secretario
Mtro. Abelardo González Aragón**

**Director CBI
Dr. Luis Enrique Noreña Franco**

**Universidad Autónoma de Nayarit
Ciudad de la Cultura "Amado Nervo"
C.P. 63155
Tepic, Nayarit.**

**Rector
C. P. Juan López Salazar**

**Secretario
M. en C. Jorge Ignacio Peña González**

**Coordinador Académico de Área de CBI
Dr. Enrique Montoya Suarez**

**© Universidad Autónoma Metropolitana
Unidad Azcapotzalco
Universidad Autónoma de Nayarit**

**Miguel Magos Rivera
Pablo Velarde Alvarado
Ramiro Velázquez Guerrero**

Avances de Ingeniería Electrónica 2013

ISBN: 978-607-28-0126-4

México 2013

Comité Técnico

Dra.	Abascal Mena Ma. Del Rocío	UAM-Cuajimalpa
Dr.	Adam Medina Manuel	CENIDET-Cuernavaca
M.C.	Alfaro Ruiz Victor M.	Universidad de Costa Rica
Dr.	Arechiga Martínez René	New Mexico Tech Electrical Engineering Department. USA.
Dr.	Astorga Zaragoza Carlos	CENIDET-Cuernavaca
Dr.	Aviles Cruz Carlos	UAM-Azcapotzalco
Dr.	Cabello Pardos Enrique	Universidad Rey Juan Carlos de España
Dr.	Carlos Hernández Salvador	Cinvestav Saltillo
M.C.	Cardona Román Diana Marcela	Universidad Nacional de Colombia
Dr.	Claudio Sánchez Abraham	CENIDET-Cuernavaca
Dr.	Delgado Mata Carlos	Universidad Panamericana-Aguascalientes
M. Sc.	Esquit Hernández Carlos A.	Universidad del Valle de Guatemala
Dr.	Fallad Chavez Jalil	Centro Universitario de la Costa Sur
M.C.	Fuentes Covarrubias Gerardo	Universidad de Colima
M.C.	Fuentes Covarrubias Ricardo	Universidad de Colima
Dr.	Incera Diéguez José Alberto D.	Instituto Tecnológico Autónomo de México
Dr.	Jiménez Alaniz Juan Ramón	UAM-Iztapalapa
Dr.	López Ornelas Erick	UAM-Cuajimalpa
Dr.	López Pacheco Dino Martin	Université de Nice, Francia
Dr.	Magos Rivera Miguel	UAM-Azcapotzalco
Dr.	Martin de Diego Isaac	Universidad Rey Juan Carlos de España
Dr.	Ramírez Treviño Alberto	Instituto Tecnológico Superior de Cajeme
Dr.	Reyes Reyes Juan	Instituto Tecnológico de Zacatepec
Dr.	Rodríguez Segura Elías José J.	Instituto Tecnológico de Celaya
Dra.	Ruiz Beltrán Elvia	Instituto Tecnológico de Aguascalientes
M. C.	Santiago Espinosa Felipe	Universidad Tecnológica de la Mixteca
Dr.	Varona Salazar Jorge	SnowBush México
Dr.	Vázquez Álvarez Iván	UAM-Azcapotzalco
Dr.	Velázquez Guerrero Ramiro	Universidad Panamericana-Aguascalientes

INTRODUCCION

El desarrollo de la industria electrónica mundial en la última década ha sido impresionante, actualmente los dispositivos y equipos electrónicos abarcan prácticamente todas las áreas del quehacer humano. Asimismo, las áreas de investigación y de aplicación se expanden cada día dando paso a nuevas ramas afines a la electrónica y sus aplicaciones como son: robótica, biónica, telemática, nano-electrónica y domótica, por mencionar solo algunas.

Los resultados, tanto de los trabajos de investigación, como de las aplicaciones tecnológicas, que realizan los grupos de profesores y de estudiantes de las instituciones educativas como de investigación son numerosos y variados.

En este libro se presenta una muestra de trabajos seleccionados de entre más de 100 recibidos para su evaluación. El Comité Técnico formado por cerca de 30 investigadores de más de 20 instituciones de educación superior e institutos de investigación todo el país, se dio a la tarea de elegir aquellos trabajos que, por su nivel y temática, ofrecen un panorama de la investigación que se realiza en el país en temas afines a la Ingeniería Electrónica.

Título de Trabajo	Página
Implementación de un Algoritmo de Colonia de Hormigas para la Asignación de Sensores para Evento-Detectabilidad	1
Substituciones SPR0 en el Rechazo de Perturbaciones	11
Implementación de Esquemas de Control de un Circuito RLC	17
Selección Automática de Paquetes en un Centro de Distribución de una Mensajería	27
Construcción de Observadores de Secuencias para Sistemas de Eventos Discretos	37
Simulación en Simulink-PSIM del Control por Pasividad de un Motor Síncrono de Imanes Permanentes (PMSM)	44
Human Health and the Electromagnetic Fields Radiated by the RFID System	53
Nueva Técnica de Arbitraje para Redes de Comunicación Basadas en la Línea Eléctrica como Medio de Comunicación	59
Antena Plana con Sustrato Textil para la Banda ISM de 2.4GHz	68
Mediciones del Espectro de Potencia en la Banda de 2.4 GHz en la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, México	76
Diseño y Medición de una Antena de Banda Ancha para Recepción Satelital en Banda L	86
Protocols and Localization of a X-bee Base Network	95
Análisis de Capacidad de Canal e Interferencia en Femtoceldas Aplicada a Comunicaciones Vehiculares	102
Medición Interferométrica-Espectral de la Birrefringencia en Fibras de Cristal Fotónico	107
Implementación de Simulaciones Usando Easy Java Simulations para Laboratorio Virtual	113
El Desarrollo de Competencias Genéricas en los IAS Mediante Nexus	122
Analysis of Networks Described by Equations of Fractional Order	128
CD-CA Converter Based on the Quasi 'Z' Source Inverter	136
SOGI-FLL Normalizado en FPGA para la Sincronización con la Red Eléctrica en Energías Renovables	144
Time Constant and Transitory Response of a RC Circuit described for Fractional Differential Equations	155
Sistema de Control de Lámparas LED con Fines de Uso Eficiente y Ahorro de la Energía Eléctrica	162
Análisis de Convertidores CD/CD Bidireccionales para la Compensación de Disturbios en Microredes de CD Empleando Supercapacitores	173
Medidor Inalámbrico de Potencia y Consumo de Energía con Aplicación en Diagnósticos Energéticos	181
Estudio de Sistemas de Iluminación Basado en HBLED con Alimentación Fotovoltaica	191

Título de Trabajo	Página
Convertidor CA/CD Bidireccional para Aplicación en Microredes de CD: Estado del Arte	200
Inversor de Pequeña Escala para Aplicación en Cargadores de Celulares	210
Módulo Regulador de Voltaje con Control PID y Distribución de Corriente Digital	218
Diseño, Implementación y Automatización de un Invernadero Solar	227
Construcción y Evaluación de un Bioretroalimentador de Señal EMG de Uso Doméstico como Auxiliar en Terapia Física	234
Criterios de Optimización Geométrica para una Termocupla Peltier	242
Un Análisis Numérico-Experimental de la Transferencia del Calor Mediante Imágenes Termográficas	249
Propuesta de un Sistema de Medición de Nivel de Combustible para Vehículo Baja SAE	255
Aplicación de Técnicas Analógicas y Digitales para Minimización de Ruido de 60 Hz en Señales Electrocardiográficas: un Caso Práctico	264
Desarrollo de una Interfaz Gráfica para un Módulo de Control de Nivel	274
Detección de Polarización Circular Usando Retardadores de Fase para Aplicaciones de Radioastronomía	282
Fuente de Luz con Leds para Videoqueratómetro	292
Design of Pulse Oximeter Controlled by a Microcontroller	299
Prototipo de Oxímetro Basado en un Sistema de Acondicionamiento de Bajo Costo Arduino	305
Robot CNC Multiherramienta Controlado con un FPGA	312
Enriquecimiento de Señal de Activación de Frenos ABS para Automóviles	322
UAMIBOT: Un Robot Móvil Didáctico Multifunciones	331
Sistema para Controlar un Grado de Libertad de un Robot Articular Utilizando un Sistema Embebido Vía WiFi	339
Manipulador de 7 Grados de Libertad Controlado con Ondas Encefalográficas	349
Simulador de Enfermedades Visuales: Diseño y Evaluación	356
Implementación de un Sistema Difuso, en un Robot Seguidor de Línea, en Comunicación a la PC por Bluetooth	363
Reconocimiento de Voz usando Redes Neuronales para el Control de una Silla de Ruedas	371
Arquitectura Dual Core Empleando Microblaze para el Procesamiento de Imágenes de la Camara DVS12	379
Sistema de Freno ABS Mejorado con Modelo de Control Difuso y Visión	389

Título de Trabajo	Página
Juego de Aprendizaje de Física Utilizando Lógica Difusa en HTML5	396
Análisis de Señal Electroencefalográfica como Patrones a partir de Memorias Asociativas Evolutivas	403
Desarrollo de Secuencia de Comandos Inteligente para la Automatización de Pruebas de Software Utilizando Programación Descriptiva	412
Caracterización de las WLAN en el Centro de la Ciudad de Zacatecas	419
Conmutacion de Circuitos en FPGAs: Arquitectura de un Conmutador Ligero para Dispositivos Reconfigurables	429
Diseño e implementación de IPv6 en la Universidad Autónoma de Guerrero	438
Serializador de Objetos a XML en el Lenguaje de Programación Python	444
Modelado y Simulación Preliminar del Asentamiento Poblacional en una Entidad del Estado de México	452
Herramienta para Serializar Objetos C++ a XML	464
Aplicación Móvil para Proporcionar Información Sensible a la Ubicación (contexto)	474
Comparación de Desempeño en Distintos Escenarios de una Maqueta OpenFlow	480
Guía Móvil para Eventos de Puertas Abiertas UAM-I	488
Herramienta en Línea para Creación de Tiendas Virtuales	495
Proyecto Multiplataforma para Dispositivos Móviles y Smartphones "PickUP"	504
Programa para el Diseño de Interfaces Gráficas para Procesos Automatizados con PLC's	513
Control de Cámara PTZ Mediante Protocolo PELCO-D en Hardware Reconfigurable	522
Sistema Embebido para Simular Redes de Petri Interpretadas	532
Estudio y Diseño de Controlador para Memoria SDRAM en FPGA	540
Diseño y Elaboración de una Tarjeta de Navegación Basada en GPS con Almacenamiento de Datos	548
CAN Embebido en Hardware Reconfigurable para Aplicaciones de Microredes Inteligentes de CD: Análisis Estado del Arte	556
Sistema de Visualización de Imágenes a 8 Colores Implementado en FPGA	563
Interface Gráfico para Procesos Automatizados con PLC's	572
Diseño y Construcción de una Máquina Expendedora de Mensajes SMS	580

Implementación de un Algoritmo de Colonia de Hormigas para la Asignación de Sensores para Evento-Detectabilidad

Luis Aguirre Salas, Nancy Ramírez Zanabria, Alejandra Santoyo Sánchez

Centro Universitario de la Costa Sur, Universidad de Guadalajara, Av. Independencia Nacional 151, Autlán de Navarro, Jalisco, México, laguirre@cucsur.udg.mx.

Resumen

Este trabajo aborda el problema de la asignación de sensores para evento-detectabilidad en sistemas de eventos discretos (SED) modelados con redes de Petri interpretadas. Para resolver este problema se adaptó e implementó un Algoritmo de optimización de Colonia de Hormigas que utiliza una caracterización estructural de la propiedad de evento-detectabilidad. El algoritmo busca una configuración de sensores con el costo de adquisición mínimo asumiendo que cada sensor es asignado a un único lugar de la red. La implementación del algoritmo es sencilla y ayuda a reducir significativamente el tiempo de diseño de los SED.

Palabras clave: Algoritmos de colonia de hormigas, Evento-Detectabilidad, Redes de Petri interpretadas, Selección de sensores.

I. Introducción

La reducción de costos es una práctica común en todas las áreas de ingeniería. Lo mismo sucede en el caso del diseño de los sistemas de eventos discretos (SED): Un problema particular en este tipo de sistemas es el de la asignación de sensores para observabilidad. Este problema consiste en encontrar el conjunto de sensores con el costo mínimo que permitan reconstruir el estado del sistema sin tener que medir todas las variables de estado. Una de las ventajas de tener un conjunto de sensores con costo mínimo es que se reduce el costo total del sistema, además de reducir el número de señales de comunicación con el controlador central. El problema de asignación de sensores para observabilidad es un problema NP-complejo, porque implica encontrar todas las combinaciones de sensores posibles, analizar cuales cumplen o conservan la propiedad de observabilidad y de entre ellas, encontrar la configuración de menor costo.

Este problema ya ha sido abordado por varios investigadores, sobre todo para sistemas modelados con máquinas de estados finitos (MEF). Utilizando esta herramienta de modelado, se han propuesto varios algoritmos para calcular

el conjunto mínimo de sensores para obtener lenguajes observables ([7], [12]), para la detección de fallas [4], para la detección de secuencias de eventos [10], entre otros. Una característica común de estos trabajos es que no consideran la reconstrucción completa del estado del sistema. Por otro lado, las redes de Petri Interpretadas (RPI) también han sido usadas para modelar los SED y proponer soluciones al problema de asignación de sensores. Por ejemplo, en [2] se demostró que la evento-detectabilidad (la posibilidad de reconstruir las secuencias de eventos de un sistema) y la marcado-detectabilidad (la posibilidad de reconstruir el estado actual del sistema) son condiciones suficientes para la observabilidad de una RPI. Tomado ventaja de esto, en [1] se presenta una caracterización estructural de la evento-detectabilidad. Dicha caracterización fue usada para generar un algoritmo genético para encontrar una configuración mínima de sensores para evento-detectabilidad.

Este trabajo estudia el problema de asignación de sensores para evento-detectabilidad en las RPI usando un Algoritmo de optimización de Colonia de Hormigas (ACH). El algoritmo propuesto

asume que existe un conjunto de sensores disponibles, cada uno de los cuales sólo puede ser asignado a un lugar de la red. En este caso, el algoritmo busca una configuración de sensores con el costo de adquisición mínimo. El algoritmo ha sido implementado en el lenguaje de programación java para medir su eficiencia utilizando un sistema de prueba.

El artículo está organizado de la siguiente manera. La sección II presenta los conceptos básicos de las redes de Petri, el concepto de evento-detectabilidad y su caracterización. La sección III está dedicada al problema de asignación de sensores para evento-detectabilidad. La sección IV presenta el *ACH* adaptado para la solución del problema de la asignación de sensores. En la sección V se presenta la implementación del algoritmo, el cual es probado con un caso de estudio en la sección VI. Finalmente, la sección VII está dedicada a analizar los resultados del algoritmo y a discutir posibles mejoras al mismo.

II. Conceptos básicos

A. Redes de Petri Interpretadas

Esta sección presenta los conceptos básicos de las redes de Petri Interpretadas (*RPI*) utilizados en este trabajo. Para más detalles, un lector interesado puede consultar [5] y [9].

La estructura de una red de Petri (*RdP*) es una tupla $N = (P, T, I, O)$, donde $P = \{p_1, p_2, \dots, p_n\}$ es un conjunto finito de n nodos llamados lugares, los cuales se representan mediante círculos, $T = \{t_1, t_2, \dots, t_m\}$ es un conjunto de m nodos llamados transiciones, las cuales se representan mediante rectángulos, $I: P \times T \rightarrow \{0, 1\}$ y $O: P \times T \rightarrow \{0, 1\}$ son funciones de entrada y salida, representando los arcos que van desde los lugares a las transiciones y viceversa, respectivamente.

Dado que la estructura de una *RdP* es un grafo, esta se puede representar mediante su matriz de incidencia $C = [c_{ij}]_{n \times m}$, donde $c_{ij} = O(p_i, t_j) - I(p_i, t_j)$.

El marcado de una *RdP* es una función $M: P \rightarrow \mathbb{N}$, que asigna a cada lugar de la red N un número

no negativo de marcas, las cuales se representan mediante puntos dentro de los lugares. El marcado de una red en el k -ésimo momento se representa mediante un vector $M_k = [M_k(p_1) \ M_k(p_2) \ \dots \ M_k(p_n)]^T$. El marcado de una red representa el estado del sistema en un momento dado. Un sistema (N, M_0) es una estructura N con un marcado inicial M_0 .

Una red de Petri interpretada (*RPI*) es una tupla $Q = (N, \Sigma, \Phi, \lambda, \varphi)$ o (Q, M_0) por simplicidad, donde

1. $N' = (N, M_0)$ es un sistema.
2. $\Sigma = \{a_1, a_2, \dots, a_u\}$ es un alfabeto de entrada, donde cada símbolo representa las señales de los actuadores.
3. $\Phi = \{\phi \mid \phi \in [Z^+]^r\}$ es un alfabeto de salida, donde r es el número de lugares que tienen sensor. Así cada símbolo de salida puede ser pensado como el vector de las señales que generan los sensores.
4. $\lambda: T \rightarrow \Sigma \cup \{\varepsilon\}$ es la función de entrada que asigna un símbolo de entrada a cada transición donde ε representa un evento interno. Así, se tiene que una transición $t \in T$ es controlable si $\lambda(t) \neq \varepsilon$, e incontrolable en caso contrario. Las transiciones controlables (T_c) se representan mediante rectángulos blancos con su símbolo de entrada a un lado. Las transiciones incontrolables (T_{nc}) se representan mediante rectángulos negros.
5. $\varphi: [Z^+]^n \rightarrow \Phi$ es la función de salida que asigna un símbolo de salida a cada marcado de la red. Esta función se puede representar como una matriz $\varphi = [\varphi_{ij}]_{r \times n} = [e_u \ e_v \ \dots \ e_w]^T$ donde $\{p_u, p_v, \dots, p_w\}$ es el conjunto de lugares con sensores y e_i es el i -ésimo vector elemental. Así, un lugar $p_i \in P$ es medible si $\exists j \in \{1, 2, \dots, r\}$ tal que $\varphi_j = e_i^T$, donde φ_j es el renglón j de φ ; en caso contrario, p_i es no medible. Los lugares medibles (P_m) se representan con círculos blancos, mientras que los lugares no medibles (P_{nm}) se representan mediante círculos grises.

Una transición $t_j \in T$ está habilitada en un marcado M_k si $\forall p \in P, M_k(p) > I(p; t_j)$. El

conjunto de transiciones habilitadas en el marcado M_k es $E(M_k) = \{t | \forall p \in P, M_k(p) > I(p, t)\}$. Si una transición habilitada $t \in E(M_k)$ es disparada entonces un nuevo marcado $M_{k+1} = M_k + C(\bullet, t)$ es alcanzado, donde $C(\bullet, t)$ es la columna de t en la matriz C . Si una transición incontrolable t está habilitada, $t \in E(M_k)$ entonces puede ser disparada (el evento ocurre). Por otro lado, si una transición controlable está habilitada y el símbolo $a = \lambda(t)$ está presente, entonces t debe ser disparada. En ambos casos, cuando t es disparada se alcanza el nuevo marcado $M_{k+1} = M_k + C(\bullet, t)$ y se denota como $M_k \xrightarrow{t} M_{k+1}$. Una secuencia de disparos es una secuencia $\sigma = t_i t_j \dots t_k$ tal que $M_0 \xrightarrow{t_i} M_1 \xrightarrow{t_j} \dots \xrightarrow{t_k} M_k$. El conjunto de marcados alcanzables desde M_0 es $\mathbf{R}(N, M_0) = \{M_k | M_0 \rightarrow M_k\}$ y es conocido como el conjunto de alcanzabilidad de (Q, M_0) . En cada marcado alcanzado, se observa la salida $y_{k+1} = \phi M_{k+1} \in \Phi$.

B. Evento-detectabilidad

En esta sección se aborda brevemente el concepto de evento-detectabilidad y una caracterización estructural de esta propiedad, la cual es la base del algoritmo de colonia de hormigas que se discutirá en las siguientes secciones.

Una RPI dada por (Q, M_0) es evento detectable si el disparo de cada transición $t \in T$ en cualquier marcado $M_k \in \mathbf{R}(Q, M_0)$ puede ser determinado de forma única a través de la información disponible de su símbolo de entrada $a = \lambda(t)$ y de las señales de salida $\phi(M_k)$ y $\phi(M_k + C(\bullet, t))$.

Esta definición señala que una red debe tener la cantidad de sensores suficientes para detectar y reconocer el disparo de todas sus transiciones sin que se confundan unas con otras. A continuación se presenta una condición necesaria y suficiente para determinar cuándo una red posee la propiedad de la evento-detectabilidad.

Proposición 1: Una RPI dada por (Q, M_0) es evento-detectable si y sólo si

1) $\forall i \in [1; 2, \dots, m], \phi C(\bullet, i) \neq 0$ y

2) $\forall j \neq k \in [1, 2, \dots, m]$ tal que $\phi C(\bullet, j) = \phi C(\bullet, k), \lambda(t_j) \neq \lambda(t_k)$, donde $\phi C(\bullet, k)$ es la columna de ϕC de la transición t_k . ■

El punto uno de esta proposición indica que si la matriz ϕC no tiene columnas nulas entonces todos los disparos de las transiciones pueden ser detectados al observar algún cambio en el estado de los sensores. El punto dos de la proposición indica que si dos columnas de la matriz ϕC son iguales, entonces las transiciones correspondientes deben tener diferente símbolo de entrada para que sus disparos puedan diferenciarse uno de otro, ya que el disparo de ambas transiciones produce el mismo efecto en los sensores.

Ejemplo 1: Para ilustrar los conceptos anteriores, considere la red de Petri de la figura 1.

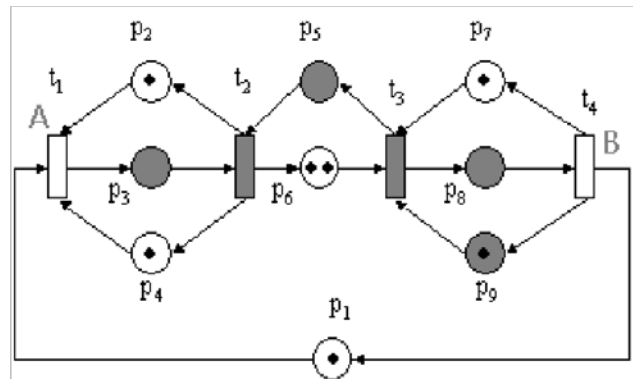


Fig. 1. Una red de Petri interpretada.

El conjunto de lugares es $P = \{p_1, p_2, p_3, p_4, p_5, p_6, p_7, p_8, p_9\}$, de los cuales $P_m = \{p_1, p_2, p_4, p_6, p_7\}$ son medibles. El conjunto de transiciones es $T = \{t_1, t_2, t_3, t_4\}$, de las cuales $T_m = \{t_1, t_4\}$ son controlables ya que $\lambda(t_1) = A, \lambda(t_4) = B$ y $\lambda(t_2) = \lambda(t_3) = \epsilon$. La matriz de incidencia de la red es

$$C = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

En este caso, la función de salida está dada por la matriz

$$\varphi = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

El marcado inicial es $M_0 = [1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 2 \ 1 \ 0 \ 1]^T$ y la salida inicial es $y_0 = \varphi M_0 = [1 \ 1 \ 1 \ 2 \ 1]^T$. El conjunto de transiciones habilitadas en el marcado M_0 es $E(M_0) = \{t_1, t_3\}$. Supongamos que la transición incontrolable t_3 es disparada. En este caso, se alcanza el marcado $M_1 = [1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0]$ y se observa la salida $y_1 = \varphi M_1 = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0]^T$. Por otro lado,

$$\varphi C = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Observe que esta matriz no tiene columnas nulas y que ninguna columna es igual a otra. Por lo tanto, la red es evento-detectable por la proposición 1.

III. Asignación de sensores

En esta sección se trata el problema de la asignación de sensores a una *RPI* bajo los siguientes supuestos:

- 1) Las señales de los actuadores ya han sido asignadas a las transiciones de la red.
- 2) Existe un conjunto de sensores disponibles S de los cuales se eligen los sensores para los lugares de la red.
- 3) La función $G : P \rightarrow S \cup \{ \emptyset \}$ asigna un sensor a cada lugar de la red, donde el símbolo \emptyset indica el sensor nulo. En este caso, si $G(p) = s \in S$, significa que el sensor s mide el marcado del lugar p ; por otro lado si $G(p) = \emptyset$, entonces el lugar p no tiene sensor asignado (y por lo tanto, no es un lugar medible).

Una configuración de sensores $\delta \in 2^S$ de una *RPI* dada por (Q, M_0) es un conjunto de sensores

asignados a los lugares de la red por una función $G : P \rightarrow S \cup \{ \emptyset \}$.

Una *RPI* no medida es un red (Q, M_0) tal que $P_{nm} = P$, es decir todo los lugares son no medibles.

Sean (Q, M_0) una *RPI* no medida *IPN*, S el conjunto de sensores disponibles para los lugares de la red, $\delta \in 2^S$ una configuración de sensores y $G : P \rightarrow S \cup \{ \emptyset \}$ una función de asignación de sensores. Se dice que la configuración de sensores δ satisface la propiedad de evento-detectabilidad si la *RPI* resultante al asignar los sensores δ a los lugares de (Q, M_0) usando la función G es evento-detectable.

El conjunto de todas las posibles configuraciones de sensores para una red (Q, M_0) que satisfacen la evento-detectabilidad se denota como $S_{ED}(Q, M_0)$.

En este trabajo, la asignación de una configuración de sensores se hace en base a su costo de adquisición y no en base a su costo de operación. La función de costos de los sensores es definida como

$$w : S \rightarrow \mathbb{R}^+ \quad (1)$$

Esta función puede ser extendida para el costo de una configuración de sensores como sigue:

$$W : 2^S \rightarrow \mathbb{R}^+ \quad (2)$$

$$\text{donde } W(\delta) = \sum_{s_i \in \delta} w(s_i) \quad (3)$$

$$s_i \in \delta$$

En este caso, el problema de la asignación de sensores puede ser definido como el problema de encontrar la configuración de sensores con el costo mínimo que satisfaga la propiedad de evento-detectabilidad.

Definición 3: Sea (Q, M_0) una *RPI* no medida, S el conjunto de sensores disponibles para (Q, M_0) , y $W : 2^S \rightarrow \mathbb{R}^+$ la función de costos de las configuraciones de sensores. El problema de la asignación de sensores para evento-detectabilidad se define como calcular

$$\delta^* \in S_{ED}(Q, M_0) \quad \text{tal que} \quad (4)$$

$$W(\delta^*) = \min W(\delta)$$

$$\delta \in S_{ED}(Q, M_0)$$

De acuerdo a esta definición, un algoritmo para encontrar una configuración de sensores que satisfaga la evento-detectabilidad con el costo mínimo implica el cálculo de todo el conjunto $S^{\wedge}(Q, M_0)$, lo cual es un problema NP-duro, porque se tienen que generar todas las posibles configuraciones de sensores, determinar cuáles satisfacen la evento-detectabilidad (lo que puede determinarse en tiempo polinomial) y de entre estas últimas encontrar la que tenga menor costo. Debido a esto, en este trabajo se propone el uso de un algoritmo de colonia de hormigas para resolver el problema de asignación de sensores.

IV. Algoritmo de colonia de hormigas

Los algoritmos de optimización con colonias de hormigas (*ACH*) han sido aplicados para resolver problemas combinatoriales tales como los problemas del agente viajero, scheduling y enrutamiento. En general, un *ACH* consiste de varios agentes independientes llamados hormigas, los cuales paso a paso construyen una solución candidata para el problema dado. Una vez que una hormiga completa una solución, deposita una cantidad de feromona en cada elemento de su solución. Esta cantidad es proporcional a la calidad de la solución: las mejores soluciones depositan un valor mayor de feromona. El valor de la feromona es usado por otras hormigas para construir sus propias soluciones. El algoritmo termina después de un número dado de iteraciones o cuando todas las hormigas han construido una solución y entonces la mejor solución es elegida.

El *ACH* estándar se muestra en la figura 2. Se han propuesto algunas variantes del *ACH* original, las cuales se diferencian unas de otras por la forma de calcular la cantidad de feromona, el momento en que se deposita la feromona y el mecanismo de evaporación de la feromona, [6].

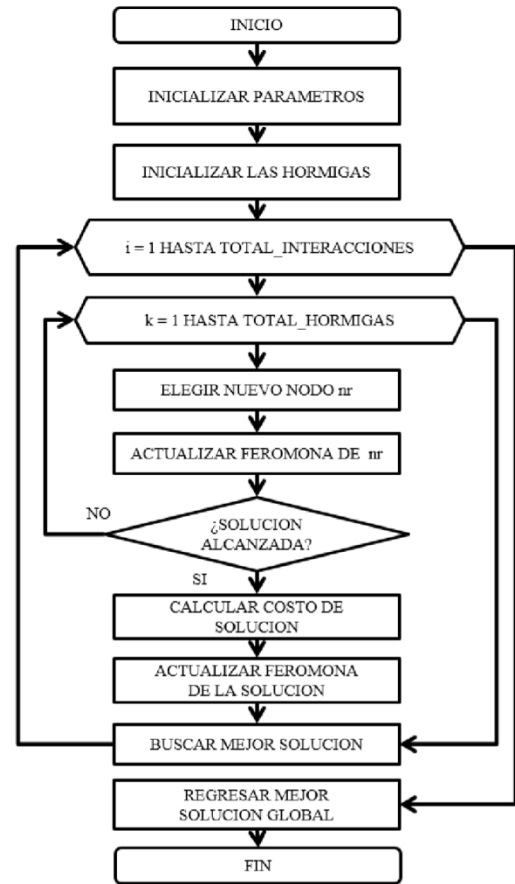


Fig. 2. Diagrama de flujo del algoritmo de colonia de hormigas estándar.

En base al algoritmo estándar, a continuación se presentan los detalles de la adaptación del *ACH* para el problema de la asignación de sensores para evento-detectabilidad.

A cada sensor disponible $s_i \in S$ se le asocia una cantidad de feromona T_i . El rastro de feromona puede ser leído y modificado por las todas hormigas. Cada hormiga usa esta cantidad de feromona para calcular de forma proporcional la utilidad de agregar un sensor a su configuración actual tal que la configuración resultante que satisfaga la evento-detectabilidad. Entre mayor sea la cantidad de feromona de un sensor mayor es su probabilidad de ser elegido para formar parte de la configuración de una hormiga.

Inicialización de la feromona. La cantidad de feromona de cada sensor es inicializada a 1 ($\forall i \in$

[1..n] $T_i = 1$, donde n es el número de sensores disponibles).

Inicialización de la hormigas. La configuración de sensores de cada hormiga es inicializa al conjunto vacío ($\delta = \emptyset$) y el estado de las hormigas es BUSCANDO.

Búsqueda de nuevos sensores. Cada hormiga i construye su configuración de sensores $\%_i$ paso a paso. En cada paso, una hormiga selecciona de manera estocástica el siguiente sensor que formará parte de su configuración usando el algoritmo de Montecarlo. La probabilidad de seleccionar el sensor j en el paso k es proporcional a la cantidad de feromona de cada sensor de acuerdo a la siguiente fórmula:

$$p_j^i \leftarrow \begin{cases} \frac{\tau_{jw(s_j)}}{\sum_{s_l \in N^i} \tau_{lw(s_l)}}, & \text{si } s_j \in N^i \\ 0, & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (5)$$

donde $N^i = S - \delta_i$ es el conjunto de sensores que aún no han sido seleccionados por la hormiga i en el paso k .

Actualización local de la feromona. Para incrementar la posibilidad de que otra hormiga seleccione el mismo sensor, la cantidad de feromona de un sensor recién seleccionado se actualiza de la siguiente manera

$$\tau \leftarrow \tau + \Delta p \quad (6)$$

donde Δp es la ganancia de feromona.

Finalización de la búsqueda. Cada vez que una hormiga agrega un nuevo sensor a su configuración, esta es revisada. En el caso de que la configuración satisfaga la evento-detectabilidad, la hormiga deja de buscar y pasa al estado TERMINANDO. Si una hormiga ha agregado todos los sensores disponibles a su configuración y esta no satisface la evento-detectabilidad, la hormiga pasa al estado TERMINANDO y es eliminada.

Actualización global de la feromona. Una vez que una hormiga i está en el estado TERMINANDO, se actualiza la cantidad de feromona de los sensores que conforman su configuración δ_i usando la fórmula:

$$\tau_j \leftarrow \tau_j + 1/W(\delta_i) \quad \forall s_j \in \delta_i \quad (7)$$

Una vez actualizada la feromona, la hormiga pasa al estado TERMINADO.

Evaporación de la feromona. Para evitar la convergencia hacia un mínimo local, después de todas las hormigas han completado un paso se reduce la feromona de todos los sensores. La evaporación de la feromona está dada por:

$$\tau_j \leftarrow \tau_j (1-\rho) \quad \forall s_j \in \delta_i \quad (8)$$

donde $\rho \in [0, 1]$ es el porcentaje de evaporación.

Selección de la mejor configuración. Una vez que todas las hormigas están en el estado TERMINADO, el algoritmo compara los costos de todas las configuraciones y regresa la de menor costo.

V. Implementación

El algoritmo de optimización de colonia de hormigas (ACH) presentado en la sección anterior para resolver el problema de la asignación de sensores para evento-detectabilidad fue implementado en lenguaje java utilizando el ambiente de desarrollo Netbeans.

Se implementó una clase Hormiguero (figura 3), la cual es encargada de manejar los datos y estadísticas de cada ejecución. Esta clase guarda en un arreglo los valores de feromona de cada sensor para que puedan ser leídos y actualizados por todas las hormigas. Note que existe un objeto del tipo Verificador ED, el cual es utilizado para comprobar que las configuraciones de las hormigas satisfagan la evento-detectabilidad. También esta clase guarda una lista con las mejores configuraciones de cada corrida, de donde obtiene la configuración con el costo mínimo global. Las hormigas están implementadas a través de la clase Hormiga ED (figura 4). Esta clase contiene un arreglo para almacenar la configuración de sensores que se va construyendo y una función avanzarRuletaFormula(), en la cual se elige el nuevo sensor que se va a agregar a la configuración previa. Esta función primero calcula la probabilidad de cada sensor de ser seleccionado de acuerdo a su cantidad de

feromona y luego elige uno de ellos utilizando el método de la ruleta (Montecarlo).

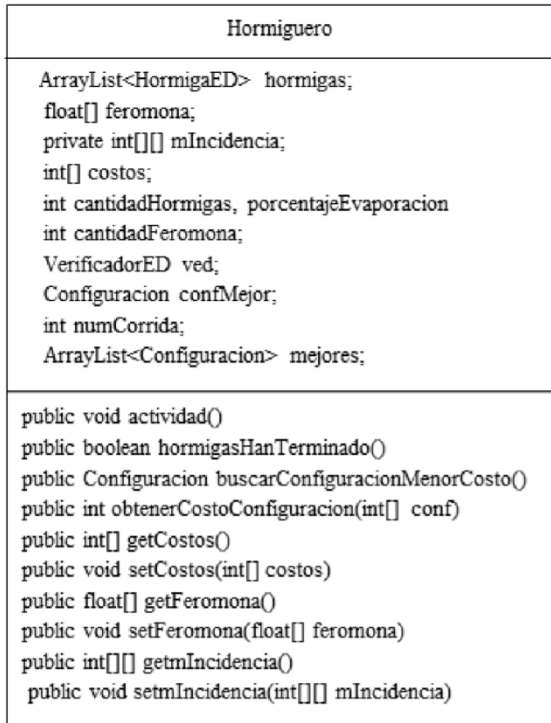


Fig. 3. Diagrama de la clase Hormiguero.

La función regresar() es la encargada de actualizar el rastro de feromona de los sensores que conforman la configuración de la hormiga una vez que se ha verificado que satisface la evento-detectabilidad.

VI. Caso de estudio

Para evaluar el desempeño del *ACH*, hemos considerado una celda de manufactura ([13]) de la figura 5. La celda consiste de dos bandas transportadoras de entrada (IC1, IC2), dos bandas transportadoras de salida (OC1, OC2), cinco máquinas (M1 a M5), dos vehículos auto guiados (AGV1, AGV2), una bandeja de almacenamiento de dos posiciones (B) y cuatro robots (R1 to R4) para poner y quitar las piezas de las bandas, máquinas y bandeja. El sistema procesa dos tipos de productos (P1, P2) a partir de dos tipos de materias primas (RM1, RM2). El flujo de cada tipo de material a través de los diferentes elementos del sistema se muestra mediante

flechas. Así, para producir un producto P1, la materia prima entra por la banda IC1, pasa a la máquina M1 o a la máquina M2. Posteriormente se deja en la bandeja B esperando a ser colocada en la máquina M3. Una vez procesada es transportada por el vehículo AGV1 a la banda de salida OC1. Similarmente, para producir un producto P2, la materia prima entra por la banda IC2, pasa a la máquina M4. De ahí, espera su turno en la máquina M5. Finalmente es llevada a la banda OC2 por el vehículo AGV2.

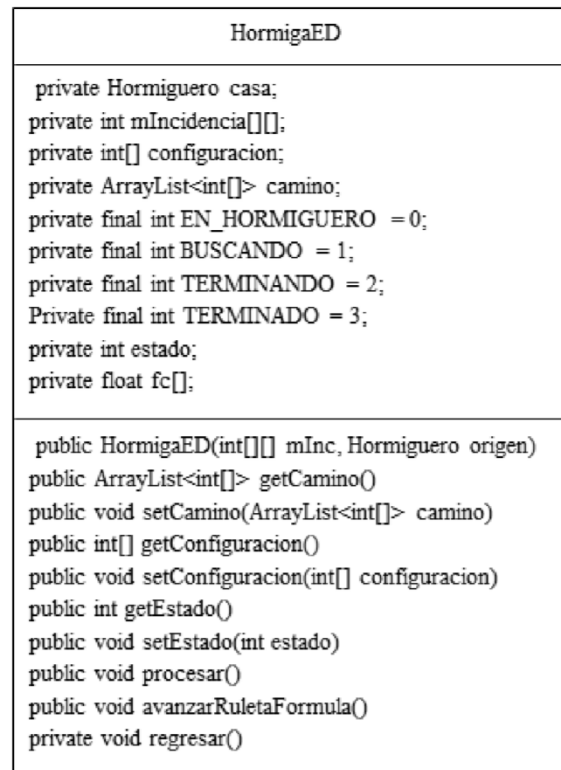


Fig. 4. Diagrama de la clase HormigaED.

Una *RPI* que modela esta celda se muestra en la figura 6. Note que en la red todos los lugares son no medibles y que todas las transiciones son controlables con símbolos de entrada diferentes ($\forall t_i, t_j \in T, \lambda(t_i) \neq \lambda(t_j)$). Supongamos que hay un sensor disponible para cada lugar de la red ($\forall p_i \in P G(p_i) = s_i$) y que los costos de los sensores están dados por el vector $V_W = [30, 30, 40, 40, 50, 50, 40, 40, 40, 40, 50, 40, 50, 30, 40, 50, 40, 40, 40, 50, 40, 50, 50, 50, 50, 50, 35, 35, 35, 50, 50, 50]$.

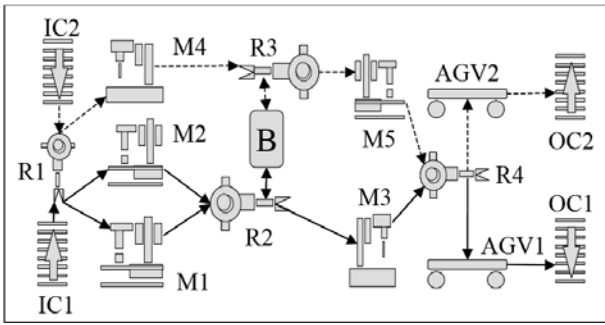


Fig. 5. Esquema de una celda de manufactura.

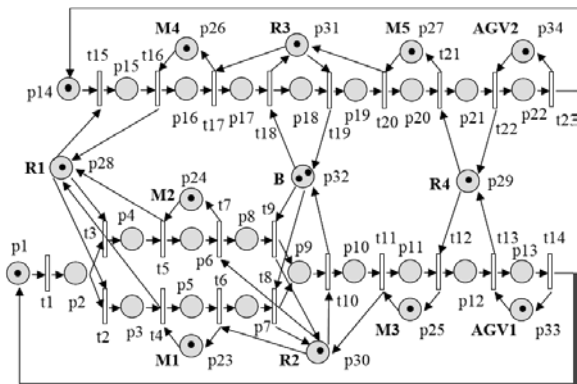


Fig. 6. Modelo de la celda de manufactura.

Los parámetros del ACH fueron inicializados como sigue: valor inicial de la feromona: $\forall i \in [1..q] T_i = 1$ donde q es el número de sensores disponibles, incremento en la feromona al ser seleccionado: $\Delta p = 0.01$, porcentaje de evaporación: $\rho = 0.1$. Inicialmente, el algoritmo fue ejecutado para 20 hormigueros (corridas) con 30,000 hormigas. La figura 7 muestra la pantalla de la ejecución del algoritmo con estos parámetros, mientras que la figura 8 muestra las estadísticas de la corrida. La línea central indica el valor del costo promedio de estas corridas. Note que el costo mínimo encontrado por la mayoría de las corridas tiende hacia el valor de 440.

Dos de las configuraciones con menor costo encontradas por las hormigas fueron $\delta_a = \{s_1, s_3, s_4, s_8, s_{14}, s_{21}, s_{28}, s_{29}, s_{30}, s_{31}, s_{32}\}$ y $\delta_b = \{s_1, s_3, s_4, s_7, s_{12}, s_{14}, s_{28}, s_{29}, s_{30}, s_{31}, s_{32}\}$. Ambas configuraciones tienen un costo de $W(\delta) = 410$.

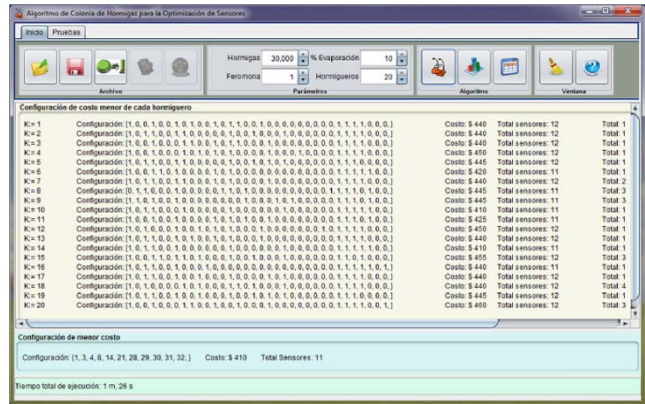


Fig. 7. Ventana de la aplicación del ACH que muestra los resultados de 20 ejecuciones con 30 mil hormigas por hormiguero.

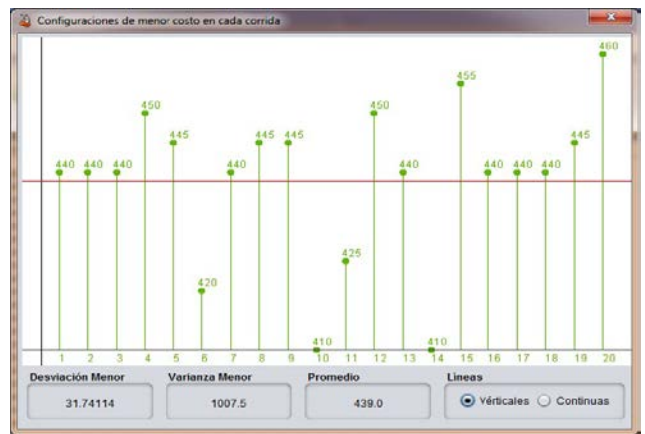


Fig. 8. Ventana de las estadísticas de la corrida del ACH con la red del caso de estudio y 30,000 hormigas.

Posteriormente se realizaron varias corridas adicionales del ACH para evaluar su desempeño con diferentes valores en el número de hormigas na . Para cada cantidad de hormigas, el algoritmo se ejecutó 50 veces. En cada corrida k se obtuvo la configuración de menor costo $\delta^*_k(na)$: De entre estas 50 mejores configuraciones se obtuvo la mejor configuración global, es decir la de menor costo $\omega^*(na)$: También se calculó el costo promedio de las 50 mejores configuraciones $\omega(na)$ y el número de configuraciones cuyo costo está arriba del promedio $\delta(na)$. Los resultados de las corridas se muestran en la tabla 1.

na ($\times 10^3$)	10	15	20	25	30	35
$\omega^*(na)$	415	410	410	410	410	410
$\varpi(na)$	446	440	440	437	436	435
$\delta(na)$	18	16	12	5	6	8

Tabla 1. Resultados de la ejecución del ACH.

Adicionalmente, para fines de comprobación de los resultados del *ACH*, la red del ejemplo fue evaluada utilizando el método exhaustivo para encontrar una configuración con el costo mínimo real, es decir, se implementó un algoritmo para que analizara todas las posibles combinaciones de sensores ($2^{34} = 17,179,869,184$) y encontrara la configuración de costo mínimo que satisficiera la evento-detectabilidad. La configuración de sensores encontrada por el algoritmo tuvo un costo de 410, que es el costo mínimo global encontrado por el *ACH* en algunas ejecuciones.

De los valores de la tabla 1, se puede inferir que el algoritmo no garantiza encontrar la configuración con el costo mínimo cuando se utiliza un número pequeño de hormigas. Por otro lado, debido a la naturaleza de los costos de los sensores elegidos, para cualquier cantidad de hormigas, el costo de las configuraciones tiende a 440. Además, entre más se incrementa el número de hormigas, se reduce el número de configuraciones que tienen un costo mayor al promedio general, tendiendo su costo hacia el mínimo. Sin embargo, después de cierto número de hormigas (generalmente 35,000 para este ejemplo) los indicadores no mejoran sustancialmente.

VII. Conclusiones

En este trabajo se abordó el problema de la asignación de sensores para evento-detectabilidad de los sistemas de eventos discretos modelados con redes de Petri interpretadas. Un algoritmo de optimización de colonia de hormigas (*ACH*) fue propuesto para resolver este problema y encontrar una configuración de sensores con costo de adquisición mínimo. El *ACH* utiliza una caracterización estructural de la propiedad de

evento-detectabilidad para construir y verificar las soluciones candidatas.

El *ACH* fue implementado en una interfaz de usuario gráfica utilizando el lenguaje de programación java. La aplicación permite elegir un archivo de una red de Petri, asignar el costo de los sensores disponibles y elegir los parámetros del algoritmo. Como resultado de la ejecución, la aplicación muestra la configuración de sensores con menor costo de cada corrida y la configuración con el menor costo global. La aplicación también muestra una gráfica con las estadísticas de cada corrida. Adicionalmente, los resultados de las corridas pueden guardarse en un archivo para su posterior consulta. Para probar el *ACH* y su implementación, se utilizó como caso de estudio la red de Petri de una celda de manufactura. Los parámetros del *ACH* fueron inicializados utilizando los valores reportados en la mayoría de trabajos similares. El *ACH* fue ejecutado varias veces utilizando los mismos valores de los costos de los sensores pero variando el número de hormigas de cada corrida.

Como es bien sabido, un *ACH* no garantiza que se encuentre el mínimo global; sin embargo, la implementación del *ACH* tuvo un desempeño aceptable y en la mayoría de las corridas regresó la configuración con el costo mínimo global o configuraciones con un costo cercano al costo mínimo, lo cual constituye una solución aceptable ya que el uso de este tipo de algoritmos no implica una exploración exhaustiva de todas las posibles configuraciones, lo cual reduce el tiempo de análisis.

En trabajos futuros se pretende evitar este problema cambiando los mecanismos de actualización y evaporación de la feromona. También se planea considerar la asignación de sensores a las transiciones y utilizar una heurística para mejorar la selección de sensores paso a paso.

VIII. Referencias

- [1] L. Aguirre, O. Begovich and A. Ramírez. "Optimal Sensor Choice for Observability in Free-Choice Petri Nets." Proc. of the

- International Symposium on Intelligent Control. Mexico City, Mexico, 2001. pp. 270-275.
- [2] L. Aguirre, O. Begovich and A. Ramírez. “Observability in Interpreted Petri Nets using Sequence Invariants.” Proc of the 41st IEEE Conference on Decision and Control, Las Vegas, USA, 2002, pp. 3602-3607.
- [3] L. Aguirre-Salas, A. Ramírez-Treviño and Ofelia Begovich. “Sensor assignment for observability in interpreted Petri nets” Proc. of the 7th International Workshop on Discrete Event Systems, Reims, France, 2004.
- [4] S. Bavichi and E. Chong. “Automated fault diagnosis using a discrete event systems framework.” Proc. of the IEEE Int. Symp. on Intelligent Control. Columbus, Ohio. 1994.
- [5] J. Desel and J. Esparza. Free Choice Petri Nets, Cambridge University Press; 1995.
- [6] M. Dorigo and T. Stützle. Ant Colony Optimization. Cambridge, Massachusetts, USA: The MIT Press Ed., 2004.
- [7] Haji-Valizadeh A, Loparo KA. Minimizing the cardinality of an events set for supervisors of Discrete-Event Dynamical Systems. Journal IEEE TAC 1996; 41(11):1579-1593.
- [8] G. Leguizamón and Z. Michalewicz - “A New Version of the Ant System for Subset Problems”, Proc. of International Congress on Evolutionary Computation 1999, Special Session on Ant Colony Optimization Algorithms, pp. 1459-1464, Washington, USA. 1999.
- [9] T. Murata. "Petri Nets: Properties, Analysis and Applications" in Proceedings of IEEE, vol. 77, no 4, 1989, pp 541-580.
- [10] Y. Park and K. P. Chong. “Sensor assignment for invertibility in interruptive timed discrete event systems.” Proc. of the IEEE International Symposium on Intelligent Control. Columbus, Ohio, USA. 1994.
- [11] M. Silva. Las redes de Petri en la automática y el procesamiento de datos. Madrid, España: AC Ed., 1985.
- [12] S. D. Young and V. K. Garg. “Optimal sensor and actuator choices for discrete event systems.” Proc. of 31st Allerton Conference on Communication Control and Computing. Princeton, NJ. 1993.
- [13] M.C. Zhou and F. DiCesare. Petri Net Synthesis for Discrete Event Control of Manufacturing Systems. Klumer Ed., 1993.

IX. Autores

Dr. Luis Isidro Aguirre Salas obtuvo su grado de Doctor en Ciencias con especialidad en Ingeniería Eléctrica por el Centro de Investigación y Estudios Avanzados del IPN Unidad Guadalajara. Sus áreas de interés son el estudio de la observabilidad y el diseño de sistemas de monitoreo para sistemas de eventos discretos con redes de Petri utilizando inteligencia artificial y algoritmos bio-inspirados.

M.I. Nancy Fabiola Ramírez Zanabria es Maestra en Ingeniería de Desarrollos Tecnológicos por la Universidad de Guadalajara. Sus áreas de interés son los sistemas de monitoreo y los sistemas de información.

Dra. Alejandra Santoyo Sánchez obtuvo su grado de Doctor en Ciencias con especialidad en Ingeniería Eléctrica por el Centro de Investigación y Estudios Avanzados del IPN Unidad Guadalajara. Se enfoca al estudio de la controlabilidad de los sistemas de eventos discretos con redes de Petri.

Substituciones SPR0 en el Rechazo de Perturbaciones

Julio César Tovar Rodríguez

E.S.I.M.E. Zacatenco IPN, Av. IPN s/n, Lindavista, Gustavo A. Madero, C.P. 07738, México, Distrito Federal, 57296000 ext. 56660, jctovar@ipn.mx.

Resumen

El rechazo de perturbaciones, entendido como el problema de diseñar leyes de control que aseguren (cuando sea posible), que las perturbaciones exógenas no afecten a la salida del sistema perturbado, ha sido resuelto (en el caso lineal estacionario por medio de retroalimentación estática del estado) por medio de técnicas algebraicas y geométricas.

Palabras Clave: Algebraica, geométrica, perturbación, SPR0.

I. Introducción

Dadas las condiciones estructurales de solución del problema de rechazo de perturbaciones, es interesante estudiar lo relativo a la robustez de tales condiciones ante la presencia de incertidumbre en el modelo matemático del sistema.

En este trabajo se contempla un caso particular de incertidumbre caracterizada en términos de substituciones estrictamente positivas reales del grado relativo cero. Dichas substituciones corresponden a incertidumbre no lineal no correlacionada de los parámetros del sistema.

II. Subespacios básicos

Definición 1.- Considerar el sistema lineal estacionario (A,B,C) descrito por

$$\Sigma = \begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (1)$$

donde $x(\bullet) \in X \approx R^n$ denota el vector de estado, $u(\bullet) \in U \approx R^m$ denota el vector de entrada y $y(\bullet) \in Y \approx R^p$ denota el vector de salida. $A: X \rightarrow X$, $B: U \rightarrow X$ y $C: X \rightarrow Y$ son aplicaciones lineales (representadas por medio de matrices reales constantes por medio de matrices reales

constantes para bases escogidas de X, U, Y y D .

Entonces:

- i. $V^*(K)$ denota al más grande subespacio (A,B) invariante contenido en el subespacio $K \subset X$.
- ii. $S^*(B)$ denota al más pequeño su espacio (C,A) invariante que contiene al subespacio $B \subset X$.
- iii. $R^*(K)$ denota al más grande subespacio (A,B) invariante de controlabilidad contenido en el subespacio $K \subset X$.
- iv. $V_{stab}^*(K)$ denota al más grande subespacio (A,B) invariante internamente estabilizable contenido en el subespacio $K \subset X$.

Los subespacios $V^*(K)$, $S^*(B)$ se pueden computar por medio de los siguientes algoritmos [1]

Algoritmo ISA

$$\begin{cases} V^0(K) = X \\ V^{\mu+1}(K) = K \cap A^{-1}\{V^\mu(K) + \text{Im } B\}, \quad \text{para } \mu \geq 1 \end{cases}$$

Algoritmo CISA

$$\begin{cases} S_K^0(Z) = 0 \\ S_K^{\mu+1}(Z) = Z + A(K \cap S_K^{\mu+1}), \quad \text{para } \mu \geq 1 \end{cases}$$

por otra parte

$$R^*(K) = V^*(K) \cap S^*(B) \quad (2)$$

III. Cúmulo al Infinito

La suma total de los en el infinito del sistema (A,B,C) es una cantidad entera positiva y se escribe como $C_\infty(A,B,C)$, y se llama cúmulo al infinito del sistema (A,B,C) . En términos geométricos:

$$C_\infty(A,B,C) := \sum n_i = \sum p_i = \dim \left(\frac{V^*(K) + S^*(B)}{V^*(K)} \right)$$

IV. Cúmulo Inestable

La suma total de los órdenes de multiplicidad de las raíces inestables (i.e. las raíces están localizadas en C), de los polinomios en $\Sigma^f(A,B,C)$, esta cantidad es llamada cúmulo inestable y esta dado por

$$C^+(A,B,C) := \dim \left(\frac{V^*(K)}{V_{stab}^*(K)} \right)$$

V. Cúmulo Total

Se le llama cúmulo total de (A,B,C) a la suma de sus cúmulos en el infinito e inestable, esta cantidad entera positiva, denotada $C_\infty^+(A,B,C)$ esta denotada en términos como sigue

$$\begin{aligned} C_\infty^+(A,B,C) &:= C_\infty(A,B,C) + C^+(A,B,C) = \\ &= \dim \left(\frac{V^*(K) + S^*(B)}{V_{stab}^*(K)} \right) \end{aligned}$$

Ejemplo 1.- Considerar el sistema lineal estacionario continuo (A,B,C) dado por

$$\Sigma = \begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases}$$

con:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \text{ y } \begin{bmatrix} -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Este sistema es mínimo (i.e. es controlable y observable) su función de transferencia correspondiente esta dado por:

$$T(s) = \frac{s-1}{(s+1)^2}$$

El grado relativo de este sistema es igual a 1, i.e., el sistema tiene entonces un cero en el infinito de orden uno. Además, este sistema tiene un cero finito inestable de multiplicidad igual a uno en $s=1$. De esta manera

$$C_\infty(T(s)) = 1$$

$$C^+(T(s)) = 1$$

$$C_\infty^+(T(s)) = C_\infty(T(s)) + C^+(T(s)) = 2$$

VI. Substituciones SPR0

El sistema bajo consideración es un sistema lineal invariante en el tiempo (LTI) denotado por Σ , con la representación mínima (Controlable y Observable) en el dominio del tiempo:

$$\Sigma = \begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), & x(0) = x_0 \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (3)$$

cuya función de transferencia es:

$$Y(s) = (D + C \cdot (sI - A)^{-1} \cdot B) \cdot U(s) \quad (4)$$

donde

$$X(s) \in \mathbb{R}^n; U(s), Y(s) \in \mathbb{R}^m.$$

Definición 2.- Sea \mathbf{RH}_∞ el dominio euclidiano de las funciones de transferencia racionales reales, propias y estables. Tiene la siguiente forma:

$$\|P(s)\|_\infty := \sup_\omega |P(j\omega)| \quad (5)$$

es un subespacio de \mathbf{H}_∞ , el espacio abierto del semiplano derecho de las funciones analíticas y acotadas, con la misma norma. El número real $\|P(s)\|_\infty$ es la norma \mathbf{H}_∞ de $P(s)$.

Sea la función racional propia $P(s)=N_p(s)/D_p(s)$, siendo $N_p(s)$ y $D_p(s)$ polinomios reales. Se dice que $P(s)$ es de grado relativo cero si:

$$\deg(N_p(s)) = \deg(D_p(s)) \quad (6)$$

i.e.

$$\deg(N_p(s)) = r = l = \deg(D_p(s)) \quad (7)$$

Se introduce entonces la definición formal de una Función Real Estrictamente Positiva de grado relativo cero:

Definición 3.- [1][2] Una funcional racional $P(s)$ de grado relativo cero es *SPR0* (función *SPR0*) si y solo sí:

- i. $P(s)$ es analítica en $Re[s] \geq 0$,
- ii. $Re[P(j\omega)] > 0$ para todo $\omega \in R$. El conjunto de las funciones *SPR0* esta denotado por *SPR0*.

Cuando se agrega la función racional s al conjunto *SPR0* se tiene el siguiente conjunto extendido.

Definición 4.- [1][2] $SPR0^* := SPR0 \cup \{s\}$.

Nota 1.- La función racional $s \in SPR0^*$ puede ser interpretada como el límite de una secuencia de funciones *SPR0*:

$$\lim_{a \rightarrow 0} \frac{s+a}{as+1} \rightarrow s \quad (8)$$

con $a > 0$ y $a^2 \neq 1$.

Ejemplo 1.- Sea $Z(s) = \frac{s^2 + 4s + 1}{s^2 + s + 2}$

i. Se verifica analiticidad. Una función $F(s)$ de la variable compleja s se dice analítica en un conjunto abierto si tiene derivada en todo el punto de este conjunto abierto. Sea el dominio de Z , $D(Z)$ en R^p y el rango $I(Z)$ en R^q . Se dice que Z es diferenciable en c si existe una función lineal $L: R^p \rightarrow R^q$ tal que para algún $\varepsilon > 0$ existe $\delta(\varepsilon) > 0$ tal que si $x \in R^p$ es algún vector que satisface $\|x - c\| < \delta(\varepsilon)$, entonces $x \in D(Z)$ y $\|Z(x) - Z(c) - L(x - c)\| \leq \varepsilon \|x - c\|$. Por lo tanto, se observa que $Z(s)$ es derivable y continua en $Re[s] \geq 0$.

ii. Dado que $Z(j\omega) = \frac{-\omega^2 + 4\omega + 1}{-\omega^2 + \omega + 2}$ y que $Re[j\omega] = \frac{Z(\omega) + \bar{Z}(\omega)}{2}$ se tiene que $Re[Z(j\omega)] = \frac{\omega^4 + \omega^2 + 2}{(2 - \omega^2)^2 + \omega^2} > 0$ para todo $\omega \in R$, por lo tanto $Z(s) \in SPR0$.

VII. Preservación de propiedades estructurales de matrices ante sustituciones *SPR0*

Los resultados siguientes son de particular importancia para este trabajo:

Proposición 1.- Sea $M(s) \in \mathbb{R}_{pr}^{p \times m}(s)$ bipropia, entonces $M(f(s)) \in \mathbb{R}_{pr}^{p \times m}(s)$ es bipropia para toda $f(s) \in SPR0$.

Lema 1.- Sean $T_1(s) \in \mathbb{R}_{pr}^{p \times m}(s)$ y $T_2(s) \in \mathbb{R}_{pr}^{p \times m}(s)$ es equivalente bajo transformaciones bipropias, esto es, existen $T_L(s)$ y $T_R(s)$ bipropias tales que

$$T_1(s) = T_L(s) \cdot T_2(s) \cdot T_R(s) \quad (9)$$

entonces $T_1(f(s))$ y $T_2(f(s))$ son equivalentes para todo $f(s) \in SPR0$.

VIII. Definición del problema de rechazo de perturbaciones

Considerar el sistema lineal estacionario perturbado (A, B, C, E) descrito como:

$$\begin{cases} (sI - A) \cdot x(s) = B \cdot u(s) + E \cdot d(s) \\ y(s) = C \cdot x(s) \end{cases} \quad (10)$$

donde $x(s)$, $u(s)$ y $y(s)$ denotan las transformadas de Laplace de los vectores de estado $x(\bullet) \in X$, de entrada $u(\bullet) \in U \approx R^m$ y de salida $u(\bullet) \in Y \approx R^p$, respectivamente, $d(s)$ representa la transformada de Laplace del vector de perturbaciones $d(\bullet) \in D \approx R^q$. $A: X \rightarrow X$, $B: U \rightarrow X$, $C: X \rightarrow Y$, $E: D \rightarrow X$, son aplicaciones lineales (representadas por medio de matrices reales constantes para bases escogidas X, U, Y y D).

El Problema de Rechazo de Perturbaciones (PRB) se define como:

Definición 5 [3].- Sea el sistema lineal estacionario perturbado (A, B, C, E) . Hallar (si es posible) una aplicación lineal $F: X \rightarrow U$ tal que:

$$i. \quad C \cdot (sI_n - (A + B \cdot F))^{-1} \cdot E \equiv 0 \quad (11)$$

$$ii. \quad \sigma(A + B \cdot F) \subset \mathbb{C}^- \quad (12)$$

Nota 2.- La definición precedente estipula que la retroalimentación $u(s) = Fx(s)$ rechaza la perturbación $d(s)$ en el sistema retroalimentado

$$\begin{cases} sI_n - (A + B \cdot F) \cdot x(s) = E \cdot d(s) \\ y(s) = C \cdot x(s) \end{cases} \quad (13)$$

asegurando estabilidad interna.

IX. Solución Geométrica

Del sistema (A, B, C, E) se tiene los sistemas ficticios (A, B, C) y el sistema combinado $(A, [B \ E], C)$:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) := A \cdot x(t) + [B \ E] \begin{pmatrix} u(t) \\ d(t) \end{pmatrix} \\ y(s) = C \cdot x(t) \end{cases} \quad (14)$$

i.e. (A, B, C) corresponde al sistema (A, B, C, E) cuando $d(t) = 0$, mientras que $(A, [B \ E], C)$ resulta cuando $d(t)$ es considerado ficticiamente como una entrada de control. Además se tiene de (12)

$$y(s) = T(s) \cdot u(s) + T_d(s) \cdot d(s) \quad (15)$$

$$\text{con} \quad T(s) := C \cdot (sI - A)^{-1} \cdot B \quad \text{y} \\ T_d(s) := C \cdot (sI - A)^{-1} \cdot E$$

Considerando ahora la ley de control

$$u(t) = Fx(t) \quad (16)$$

donde $F: X \rightarrow U$. Del sistema (14) se tiene

$$\begin{cases} x(s) = (sI - A)^{-1} \cdot B \cdot u(s) + (sI - A)^{-1} \cdot E \cdot d(s) \\ u(s) = Fx(s) \end{cases} \quad (17)$$

de esta manera

$$u(s) = C(s) \cdot d(s) \quad (18)$$

donde

$$C(s) = (I - F \cdot (sI - A)^{-1} \cdot B)^{-1} \cdot F \cdot (sI - A)^{-1} \cdot E \quad (19)$$

Nota 3.- El compensador resultante de la ley de control (16), i.e., $C(s)$ como se define en (17), es estrictamente propia.

Entonces el Problema de Rechazo de Perturbaciones con Estabilidad Interna (**PRPEI**) se define en términos algebraicos como sigue:

Definición 6.- Hallar una aplicación F (representada por medio de una matriz constante para bases escogidas de los implicados) tal que:

$$T_d(s) := T(s) \cdot C(s) + T_d(s) =$$

i.

$$= C \cdot (sI_n - (A + B \cdot F))^{-1} \cdot E = 0$$

$$(20)$$

ii. $\sigma(A + B \cdot F) \subset \mathbb{C}^-$ (21)

La solución geométrica del problema es la siguiente:

Teorema 1.- [4] El problema de Rechazo de Perturbaciones tiene solución si y solo si $\text{Im } E \subset V_{stab}^*(K)$ donde $V_{stab}^*(K)$ es el subespacio (A, B) invariante más grande contenido en el $\ker C$.

X. Solución Estructural

Se presenta la solución estructural del Problema del Rechazo de Perturbaciones (sin medir la perturbación), para ello es necesario introducir dos sistemas ficticios construidos a partir del sistema perturbado.

Se tiene primero el sistema modificado

$$\begin{cases} \dot{x}(t) := A \cdot x(t) + B \cdot x(t) + E \cdot d(s) \\ y(s) = C \cdot x(t) \end{cases} \quad (22)$$

con

$$A = \begin{bmatrix} A & I_n \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 \\ B \end{bmatrix}$$

$$C = [C \quad 0]; E = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} \quad (23)$$

al cual están asociados los sistemas ficticios (A, B, C) y $(A, [B \ E], C)$, cuyas funciones de transferencia respectivas son:

$$T(s) = C \cdot (sI - A)^{-1} \cdot B \quad (24)$$

y

$$\begin{bmatrix} T(s) & T_d(s) \end{bmatrix} = C \cdot (sI - A)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} B & E \end{bmatrix} \quad (25)$$

El siguiente teorema establece condiciones necesarias y suficientes de resolución **PRPEI**:

Teorema 2.- [5] **PRPEI** tiene solución si y solamente si

$$\text{rango}\{T(s)\} = \text{rango}\left\{\begin{bmatrix} T(s) & T_d(s) \end{bmatrix}\right\} \quad (26)$$

y

$$C_\infty^+ \{T(s)\} = C_\infty^+ \left\{ \begin{bmatrix} T(s) & T_d(s) \end{bmatrix} \right\} \quad (27)$$

XI. Conclusiones

En este trabajo se presentaron las condiciones estructurales y geométricas que aseguran la existencia de al menos un controlador por retroalimentación estática del estado que desacopla la perturbación de la salida del sistema perturbado (garantizando además la estabilidad en lazo cerrado del sistema sometido a la acción del controlador).

XII. Referencias

- [1] W.M. Wonham, Linear Multivariable Control. A Geometric Approach, 1985, Springer-Verlag.
- [2] G.C. Goodwin and K.S. Sink, Adaptive Filtering, Prediction and Control, Englewood Clifis, NJ:Prentice-Hall.
- [3] K.S. Narendra and J.H. Taylor, Frequency Domain Criteria for Absolute Stability, 1973, New York: Academic Press.
- [4] J.C. Tovar, tesis de maestría, Substituciones SPR0 en el rechazo de perturbaciones, 2004, CINVESTAV-IPN, 55 pgs..
- [5] J.C. Martinez-García, M. Malabre, J.M. Dion, C. Commault, Condensed Structural Solutions to the Disturbance Rejection and

Decoupling Problems with Stability, 1999,
International Journal of Control, Vol. 72,
No. 15, pp 1392-1401.

XIII. Autor

Dr. en C. Julio César Tovar Rodríguez obtuvo su título de Doctor en Ciencias con especialidad en Control Automático en el año de 2008 por el Centro de Investigación y Estudios Avanzados (CINVESTAV) Zacatenco del Instituto Politécnico Nacional (IPN). Es profesor titular en E.S.I.M.E Zacatenco

Implementación de Esquemas de Control de un Circuito RLC

Cuauhtémoc Guerrero, Gustavo Montemayor

Universidad Autónoma de la Ciudad de México, Calle Prolongación San Isidro No. 151, Col. San Lorenzo Tezonco, Del. Iztapalapa, México, D.F., C.P. 09790, 58 50 19 01, cuauhtemoc.guerrero@uacm.edu.mx.

Resumen

En el presente trabajo se documenta el análisis e implementación en forma experimental de varios esquemas de control para un circuito eléctrico sencillo RLC con una finalidad académica. Se comprueba que el control en lazo cerrado para un sistema lineal, un controlador PID es muy fácil de implementar que otros esquemas de control con más complejidad.

Palabras Clave: Circuito RLC, Control basado por pasividad, Control PID, Control por retroalimentación de estados.

I. Introducción

Los sistemas físicos que se obtienen por interconexión de elementos eléctricos como Resistores-Inductores-Capacitores, usualmente se les conoce como circuitos RLC, los cuales representan un tipo de sistemas de interés para un amplio rango de disciplinas: desde el punto de vista de teoría de circuitos eléctricos, el circuito RLC puede ser un oscilador, un circuito de sintonización variable o parte de un filtro pasivo; un circuito RLC con dos dispositivos almacenadores de energía, al ser visto como un sistema dinámico, es la representación de un sistema de segundo orden, en donde los conceptos de resonancia, frecuencia natural, amortiguamiento o ancho de banda son los parámetros principales; este tipo de sistema también puede ser visto como una herramienta educacional, en donde de los estudiantes pueden ampliar su experiencia respecto a fenómenos eléctricos y electromagnéticos y permite la interconexión con otras áreas de la física como la mecánica.

Para el estudio de circuitos eléctricos, que tienen analogía con algunos sistemas físicos, e.g. sistemas mecánicos o sistemas hidráulicos, se involucran conceptos de potencia y energía. La potencia y energía son conceptos que se utilizan en definiciones formales de disipatividad y pasividad. La disipatividad es una propiedad

fundamental de sistemas físicos relacionada estrechamente con fenómenos intuitivos de pérdida o disipación de energía como se establece en [1], que además menciona que ejemplos típicos de sistemas disipativos son los circuitos eléctricos, en el cual la parte de energía eléctrica y magnética es disipada como calor en los resistores. El concepto de pasividad es relacionada al conceptos básicos de energía y tiempo. Para sistemas de un puerto, ya sea lineal o no lineal, variante o invariante en el tiempo, la pasividad se entiende como una propiedad de la representación entrada-salida y se puede definir en términos de energía desarrollada en el sistema de un puerto [2].

En los últimos años hay trabajos de investigación para dar una estructura matemática a la conducta que se presenta en la relación voltaje/corriente en circuitos eléctricos, e.g. en [3] aplican una metodología de modelado tal que encuentran las condiciones necesarias y suficientes para encontrar que subconjuntos puede existir de acuerdo a la conducta de los voltaje y corriente en la interconexión de un conjunto finito de resistores no negativos finitos. Siguiendo la misma línea, en [4] presentan un resultado extendido a circuitos RLC llegando a las condiciones necesarias para una representación matricial del voltaje y la corriente en las terminales externas, mientras que en [5]

desarrollan un trabajo inspirado de [3] para realizar una caracterización y síntesis parcial de la conducta de circuitos resistivos lineales en sus terminales.

Para realizar el siguiente escrito, hicimos la comparación en simulación en tiempo real, de tres esquemas de control para un circuito RLC de segundo orden. Los esquemas que se desarrollaron fueron: control PID, control basado en pasividad y control por retroalimentación de estados con acción integral.

II. Antecedentes

Del total de configuraciones para un circuito eléctrico RLC de dos elementos almacenadores de energía, en el presente trabajo se seleccionó el circuito que se muestra en la Fig. 1.

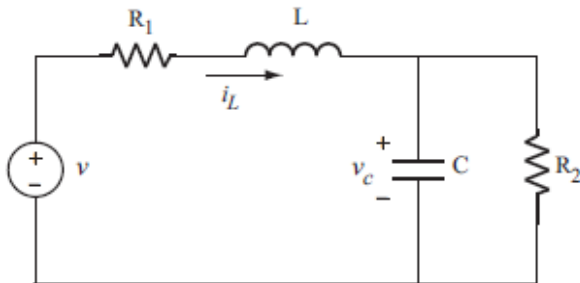


Fig. 1. Circuito RLC.

Aplicando las leyes de Kirchoff al circuito se obtienen las siguientes ecuaciones

$$L \frac{d}{dt} i_L = -R_1 i_L - v_C + v \quad (1)$$

$$C \frac{d}{dt} v_C = i_L - \frac{1}{R_2} v_C \quad (2)$$

donde R_1 , R_2 , L y C son parámetros positivos de los elementos eléctricos. La corriente del inductor i_L y el voltaje del capacitor v_C son las variables de importancia del sistema. Eligiendo $x_1 = i_L$, $x_2 = v_C$ como variables de estado y $u = v$ como la entrada al sistema, además eligiendo como salida el voltaje del capacitor, el modelo en el espacio de estado que resulta

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_2 C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (3)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Con estas consideraciones, la función de transferencia que se tiene es

$$G_C(s) = \frac{R_2}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (5)$$

donde las constantes a 's son

$$a_2 = CLR_2 \quad (6a)$$

$$a_1 = L + CR_1 R_2 \quad (6b)$$

$$a_0 = R_1 + R_2 \quad (6c)$$

Las raíces de la ecuación características de la función de transferencia son

$$s_{1,2} = \Upsilon_1 \pm \Upsilon_2 \quad (7)$$

con

$$\Upsilon_1 = -\frac{L + CR_1 R_2}{2CLR_2}$$

$$\Upsilon_2 = \frac{\sqrt{L^2 + 2LCR_1 R_2 + C^2 R_1^2 R_2^2 - 4CLR_2(R_1 + R_2)}}{2CLR_2}$$

Debido a que los parámetros del sistema son positivos y diferentes de cero, aseguramos que el producto CLR_2 es diferente de cero, por lo que las raíces existen y son negativas.

El sistema se implementó físicamente obteniendo la respuesta de las variables de estado que se observan en la Fig.2, en donde se excitó al sistema con una señal cuadrada como se especifica en (19). Los valores de los elementos que dan esta respuesta están proporcionados en la Tabla 1. De las señales que se observan en dicha figura, la de color verde es la corriente en el inductor mientras que la de color azul es el voltaje en el capacitor.



Fig. 2. Circuito RLC.

III. Esquemas de Control

En los sistemas de control de lazo cerrado propuestos en el presente trabajo, se considera como planta al sistema (circuito RLC) mostrado en la Fig. 1 y modelado (3) y (4). En el modelo de variables de estado se observa que el voltaje en el capacitor es la salida del sistema y constituye la variable a controlar, i.e. la variable que deseamos siga con el menor error posible una señal de referencia.

Por lo tanto, para realizar el análisis y simulación de los esquemas de control que se implementaron a nuestro sistema, consideramos lo siguiente:

- Se desea controlar el voltaje del capacitor.
- La corriente del inductor no está disponible para medición.
- El voltaje del capacitor es disponible para medición, debido a la facilidad de manipularla en forma electrónica.
- El voltaje de alimentación v de la Fig. 1 es la señal de control, i.e. la salida del esquema de control.

III-A. Control PID

Como es conocido, la estructura del control PID aprovecha las bondades de los tres tipos de acciones: proporcional, integral y derivativa, la cual es

$$G_{PID}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + sK_D \quad (8)$$

De acuerdo a lo mencionado en [6], la combinación de dichas acciones es a menudo utilizada para proveer un grado aceptable de la reducción del error simultáneamente a una estabilidad y amortiguación aceptables. Típicamente, los sistemas de control de procesos disponibles comercialmente tienen esta forma, y el ingeniero de control únicamente tienen que ajustar las tres constantes en (8) para llegar a un comportamiento aceptable. Muchos procesos industriales utilizan controladores PID debido en parte a lo robusto de su desempeño ante un amplio rango de condiciones operacionales y en parte por su simplicidad funcional que permite una operación simple y directa [7].

Realizando un análisis de estabilidad por medio del criterio de Routh-Hurwitz del sistema en lazo cerrado se tiene que cumplir las siguientes condiciones para que el sistema sea estable

- La constante de integración debe ser positiva y distinta de cero, es decir, $K_I > 0$.
- La constante derivativa puede ser cero o positiva $K_D \geq 0$.
- La constante proporcional depende de las otras dos constantes y se puede elegir como $K_P \geq \frac{a_2 R_2 K_I}{a_1 + R_2 K_D}$. De acuerdo a las dos condiciones anteriores esto no entra en conflicto aún cuando se escoja $K_D = 0$.

III-B. Control Basado en Pasividad

Para realizar el Control Basado en Pasividad (PBC de sus siglas en inglés), una representación matricial de (1) y (2) es la siguiente

$$\underbrace{\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix}}_D \underbrace{\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix}}_{\dot{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_2} \end{bmatrix}}_R \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}}_C \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}}_x = \underbrace{\begin{bmatrix} u \\ 0 \end{bmatrix}}_Q \quad (9)$$

El modelo se puede escribir en forma compacta como:

$$D\dot{x} + Cx + Rx = Q \quad (10)$$

La matriz C es una matriz antisimétrica la cual no produce trabajo. Las matrices D y R son definidas positivas, la primera contiene los parámetros de los elementos almacenadores de energía y la segunda términos de los disipadores de energía.

Si se considera como entrada al sistema la fuerza externa, que es el voltaje aplicado y salida la corriente aplicada por la fuente, que en este caso es la corriente de inductor, es decir x_1 . Con lo antes establecido, se define que

$$u = v \quad y_p = i_L = x_1$$

Y la función de almacenamiento

$$V(x) = \frac{1}{2}x^T D x$$

se tiene un mapeo de $v \mapsto i_L$ el cual es pasivo cumpliendo

$$\underbrace{V(t) - V(0)}_{\text{energía almacenada}} + c \underbrace{\int_0^t \|x\|^2 ds}_{\text{disipada}} \leq \underbrace{\int_0^t y_p u ds}_{\text{suministrada}} \quad (11)$$

donde $c = \lambda_{\min}\{R\}$. El lado derecho de (11) es la energía suministrada desde el exterior hacia el sistema donde la razón de suministro $y_p u$ es la potencia desarrollada desde la fuente externa, mientras que el lado izquierdo se tiene la energía almacenada y disipada en el sistema.

Proposición. Considere el modelo del circuito RLC (9). Asuma:

- El voltaje de capacitor es disponible para medición.
- Los parámetros del sistema son conocidos exactamente.
- El voltaje deseado es una función conocida.

Sea el controlador retroalimentado, como se muestra en la Fig. 3,

$$u = L(v_r - K_i e_v) \quad (12)$$

donde v_r es el voltaje de referencia y los errores de estado son definidos como

$$e_x = \begin{bmatrix} e_i \\ e_v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 - x_{1d} \\ x_2 - x_{2d} \end{bmatrix} \quad (13)$$

donde el subíndice “d” denota valor deseado. Los estados deseados están dados como

$$\dot{x}_{1d} = -\frac{R_1}{L}x_{1d} - \frac{1}{L}x_{2d} + K_i x_{2p} + v_r \quad (14)$$

$$\dot{x}_{2d} = \frac{1}{C}x_{1d} - \frac{1}{CR_2}x_{2d} + K_v x_{2p} \quad (15)$$

mientras que los estados estimados son

$$\dot{\hat{x}}_1 = -\frac{R_1}{L}\hat{x}_1 - \frac{1}{L}\hat{x}_2 + \frac{1}{\gamma_1} \left(\frac{\gamma_2}{C} - LK_i \tilde{x}_2 \right) \quad (16)$$

$$\dot{\hat{x}}_2 = \frac{1}{C}\hat{x}_1 - \frac{1}{CR_2}\hat{x}_2 + \frac{1}{\gamma_2} (LK_i x_{1p} - CK_v e_v) \quad (17)$$

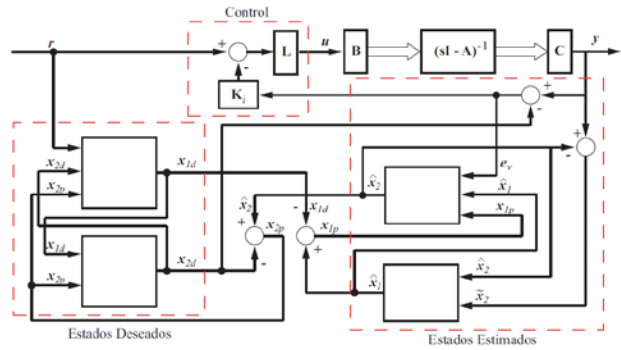


Fig. 3. Diagrama control pasivo.

Los errores de estimación se definen como

$$\tilde{x} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 - \hat{x}_1 \\ x_2 - \hat{x}_2 \end{bmatrix} \quad (18)$$

con $x_p = \hat{x} - x_d$ error entre el estado estimado y el estado deseado. Con esto y considerando la función definida positiva dada por

$$V = \frac{1}{2}e_x D e_x + \frac{\gamma_1}{2}\tilde{x}_1^2 + \frac{\gamma_2}{2}\tilde{x}_2^2$$

satisfaciendo las constantes como $K_i > 0$, $K_v < 0$, $\gamma_1 > 0$ y $\gamma_2 > 0$ se asegura que los errores tienden a cero y el voltaje de capacitor tiende al voltaje de referencia.

III-C. Control por Retroalimentación de Estados con Acción Integral y Observador

El Control por Retroalimentación de Estado por medio de la localización de polos como se puede ver en [8] y [9] tiene la deficiencia que no mejora el tipo del sistema. Como se establece en [9], esto trae como consecuencia que el control por retroalimentación de estados es útil generalmente solo para hacer regulación, por lo que el sistema no realiza seguimiento de señales de referencia si todas las raíces de la ecuación característica no son localizadas cerca de él. Una solución a esto es introducir una acción integral junto con las ganancias de la retroalimentación de estados, lo que representa el análogo de un controlador PI.

En el presente trabajo se realiza un Control por Retroalimentación de Estados con acción Integral y Observador (OSC por sus siglas en inglés), el cual se muestra en la Fig. 4, junto con un estimador de estados y una ganancia por retroalimentación de estados por medio de localización de polos como se establece en [8]. Para tal efecto consideramos que sólo el voltaje del capacitor es disponible para medición. Las constantes utilizadas en este esquema de control son: K_i la constante de la acción integral para el error del voltaje del capacitor, $K = [k_1; k_2]$ la constante de la retroalimentación de estados y $L = [L_1; L_2]^T$ la constante del observador.

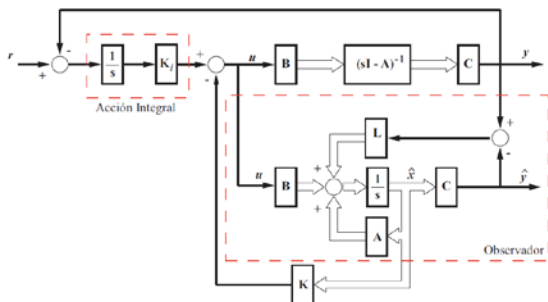


Fig. 4. Retroalimentación de estados

IV. Resultados de Simulación

Los esquemas de control descritos en la sección anterior se simularon bajo las mismas condiciones en Matlab/Simulink: mismo método de integración fijo, Runge-Kutta, la misma señal de referencia dada en (19) con $T = 1$ seg además de sólo utilizar bloques básicos de Simulink, sin utilizar funciones Matlab o funciones S.

Para dichas simulaciones, los valores de los dispositivos eléctricos que se utilizaron son los que se presentan en la Tabla 1.

Parámetro	Valor
Capacitor C	999.7 nF
Inductor L	42.37 mH
Resistor R_1	2.72 Ω
Resistor R_2	5344 Ω

Tabla 1. Parámetros eléctricos

Las ganancias de los tres esquemas que resultaron para realizar la simulación, utilizando los valores de los parámetros presentados en la Tabla 1 para el esquema PBC, se observan en la Tabla 2.

PID	PBC	OSC
$K_p = 0.09$	$K_i = 1$	$K_i = 8$
$K_I = 1050$	$K_v = -2$	$k_1 = 82.5631$
$K_D = 0.0001$	$\gamma_1 = 100000$	$k_2 = -0.9651$
	$\gamma_2 = 1$	$L_1 = 167.3031$
		$L_2 = -0.8454$

Tabla 2. Ganancias Controladores (Simulación)

En la Fig. 5 se presentan los voltajes del capacitor que se obtiene de los tres esquemas en simulación. El esquema de control basado en pasividad tiene un sobrepaso de casi el 50% con tiempo de asentamiento muy pequeño, mientras que el basado en retroalimentación de estados es una respuesta sobreamortiguada siendo más lenta su respuesta.

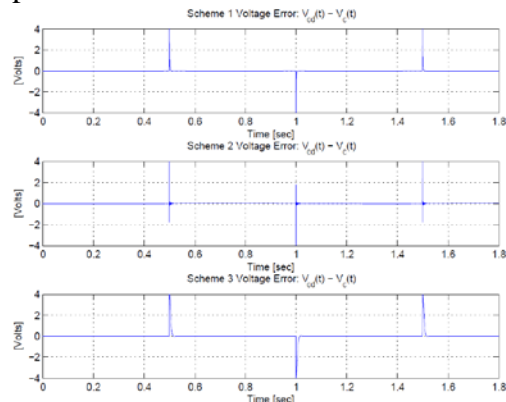


Fig. 5. Voltaje en el capacitor

El error del voltaje del capacitor se puede observar en la Fig. 6 en donde se ve que el control PID es el que menor error tiene ya que responde muy rápido y sin oscilación.

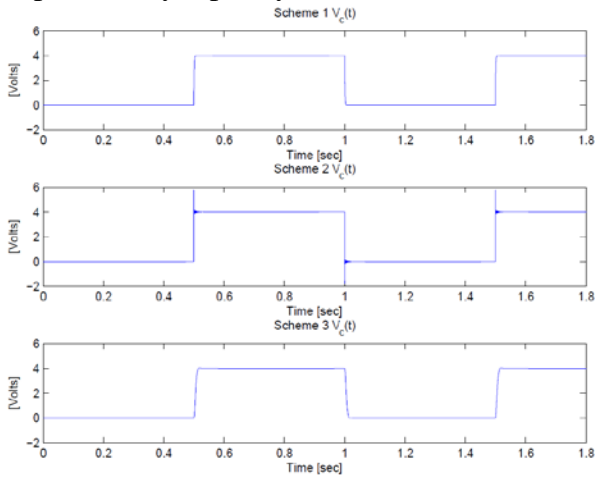


Fig. 6. Error de voltaje en el capacitor

El voltaje de control se presenta en la Fig. 7 en el cual se puede observar que el control basado en pasividad requiere de un voltaje muy grande, alrededor de 90 volts en cada cambio abrupto de la señal de referencia.

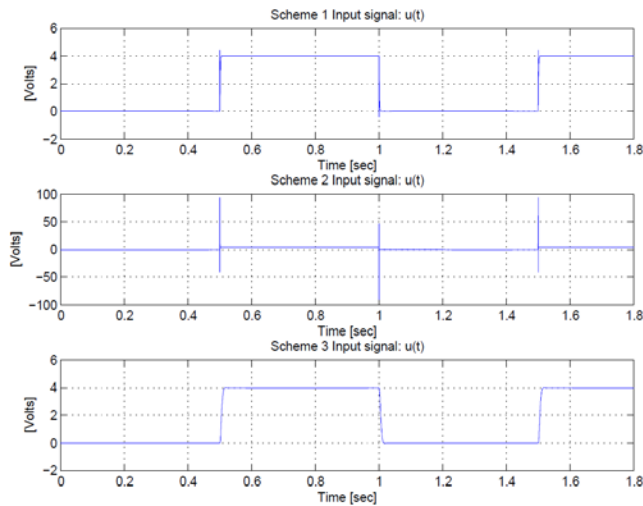


Fig. 7. Señal de control

V. Resultados Experimentales

Los esquemas de control antes mencionados se implementaron en forma experimental utilizando una tarjeta controladora dSpace 1103 con un tiempo de muestreo de 0.1 milisegundo

utilizando como plataforma de visualización y manipulación de algunos parámetros el software denominado Controldesk, esto se muestra en el arreglo experimental de la Fig. 8.

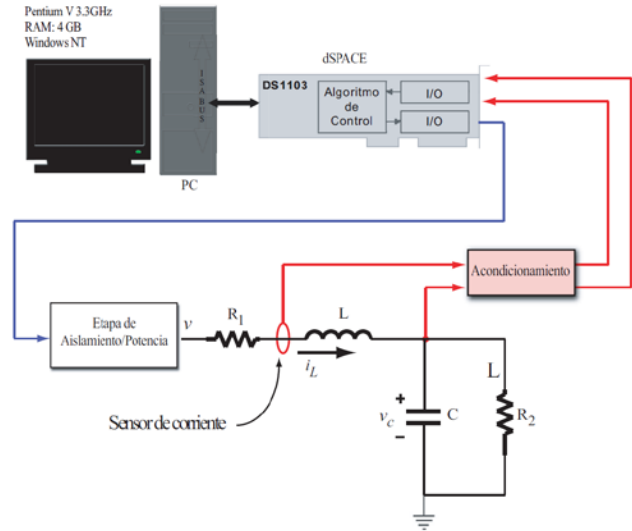


Fig. 8. Arreglo experimental

Para incorporar el voltaje del capacitor a la tarjeta se utilizó un amplificador operacional en configuración seguidor de voltaje. Para la corriente del inductor se utilizó un sensor de efecto hall utilizando un amplificador de ganancia 10 debido a que la corriente es muy pequeña y con esto evitar que el voltaje que proporciona el sensor de corriente fuera ruido.

El voltaje de control que proporcionaba la tarjeta se manipuló por medio de un arreglo de dos amplificadores operacionales inversores de ganancia unitaria para evitar que la tarjeta manejara corriente.

Se utilizó la misma señal de referencia de entrada para los tres esquemas, siendo esta periódica, definida como

$$f(t) = \begin{cases} 0 & 0 < t < \frac{T}{2} \\ 4 & \frac{T}{2} < t < T \end{cases} \quad (19)$$

con T = 0.1 seg

Los valores de los elementos eléctricos se obtuvieron por medio de un puente de impedancia en el caso del inductor y el capacitor, mientras que los valores de los resistores fueron por medio de un multímetro de precisión. Dichos valores se presentan en la Tabla 1.

V-A. Control PID

Las constantes del control PID en lazo cerrado que se utilizaron en la implementación experimental son los mismos que se muestran en la Tabla 2.

En la Fig. 9 se muestra la respuesta del voltaje del capacitor junto con la señal de control y la referencia. Se puede observar que la señal de control que en cada cambio de referencia requiere de aproximadamente de 0.4 volts representado un 10% del voltaje de referencia, después de esto muestra un comportamiento sobreamortiguado con tiempo de asentamiento de aproximadamente de 5 ms.

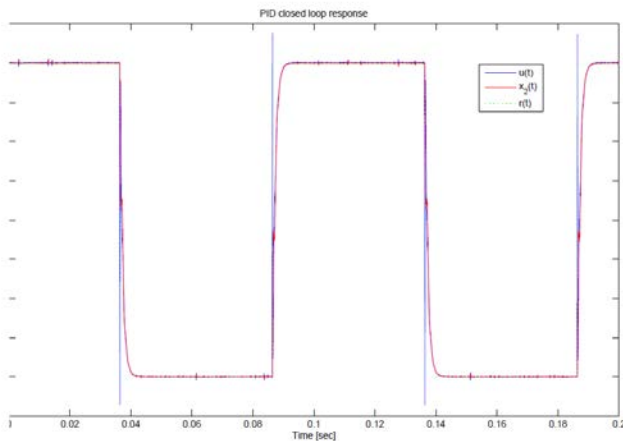


Fig. 9. Respuesta del Control PID

En la Fig. 10 se observan las corrientes del inductor, en donde se observa que hay pico de corriente de 0.07 Amp. en los cambios abruptos de la señal de referencia. Se presenta además el error de voltaje del control PID en lazo cerrado en la Fig. 11.

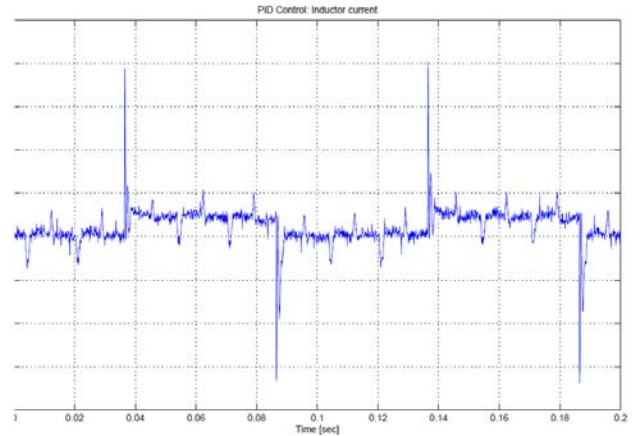


Fig. 10. Respuesta de corriente PID

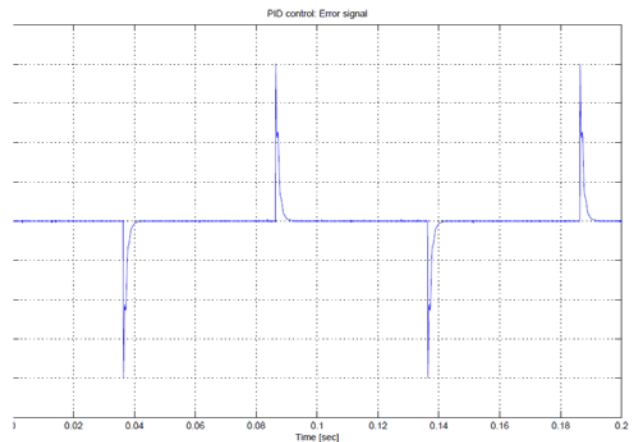


Fig. 11. Error de voltaje

V-B. Control Basado en Pasividad

Para realizar implementación en forma experimental de este esquema fue necesario sintonizar las constantes de forma diferente que los de la simulación ya que no disponemos de una fuente de voltaje para poder obtener una respuesta como los de la simulación computacional. Las constantes que se utilizaron fueron

$$\begin{aligned} K_i &= 0.1 \\ K_v &= -50 \\ \gamma_1 &= 10,000 \\ \gamma_2 &= 1 \end{aligned}$$

En la Fig. 12 se muestra la respuesta del voltaje del capacitor junto con la señal de control y la referencia. Se puede observar que la señal de

control requiere casi 3 V más respecto del voltaje de referencia en cada cambio de la señal deseada, esto representa casi un 75% de sobrepaso, con un tiempo de asentamiento de aproximadamente 10 ms.

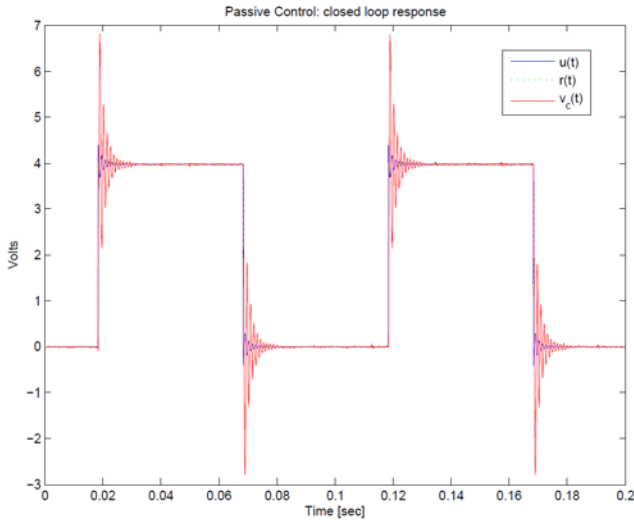


Fig. 12. Respuesta del PBC

En la Fig. 13 se muestran las corrientes del inductor para este esquema, en donde se observa que hay un pico de corriente de un poco más de 0.15 A con oscilaciones en los cambios abruptos de la señal de referencia.

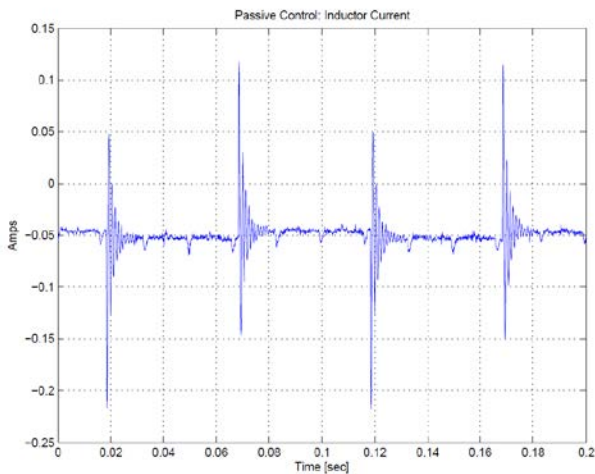


Fig. 13. Corriente del PBC

Debido a que se tienen estimadores de estados y estimadores de variables deseadas, se presentan el error de estimación de voltaje del capacitor en

la Fig. 14 y el error de estado del voltaje del capacitor en la Fig. 15.

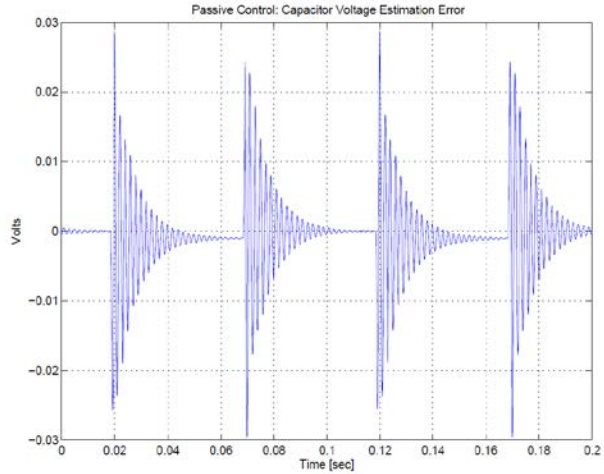


Fig. 14. Error de voltaje

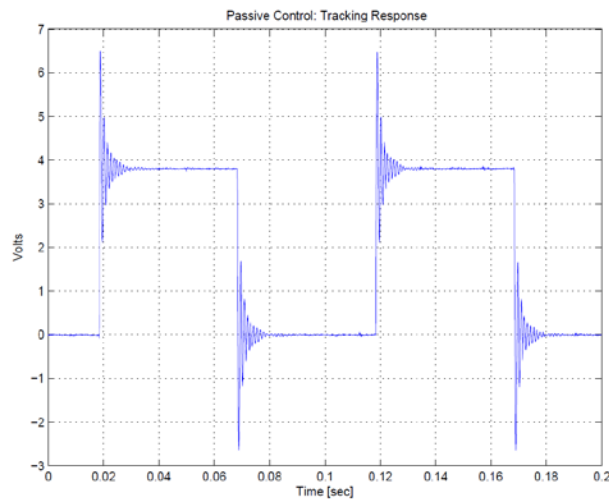


Fig. 15. Error de estado del voltaje de capacitor V-C. Control con Retroalimentación de Estado con Acción Integral y Observador

Las constantes que se utilizaron en la implementación experimental del controlador basado en la retroalimentación de estados con observador son las mismas que se presentan en el cuadro II excepto que $K_i = 50$.

En la Fig. 16 se muestra la respuesta del voltaje del capacitor junto con la señal de control y la referencia. Se puede observar una respuesta del voltaje del capacitor con un pequeño sobrepaso de alrededor del 5% de la señal de referencia, el

cual representa 0.1 V, con tiempo de asentamiento de aproximadamente de 10 ms.

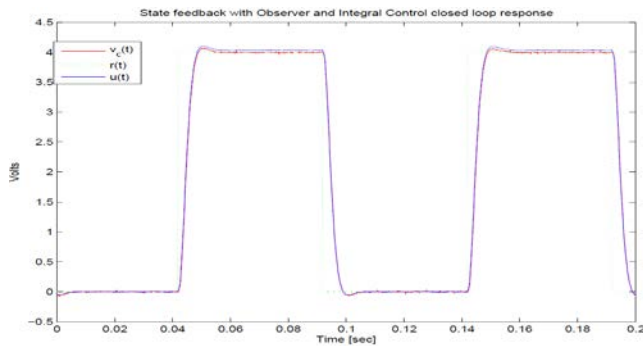


Fig. 16. Respuesta control retro-estados

En la Fig. 17 se muestran las corrientes del inductor para este esquema, en donde se observa que hay picos de corriente en la respuesta en estado estacionario.

El error de voltaje de este esquema se observa en la Fig. 18 en el cual se ver que el error tiende a cero en condiciones de estado estacionario.

VI. Conclusiones

En este trabajo presentamos resultados tanto de simulación como en experimentación de tres esquemas de control para un circuito RLC de segundo orden. Estos esquemas se escogieron debido a la simplicidad en su diseño para sistemas lineales. El objetivo principal fue implementar en forma experimental lo que ya está establecido en la teoría, pero muchas veces no se ve cristalizado en la práctica a nivel de enseñanza universitaria.

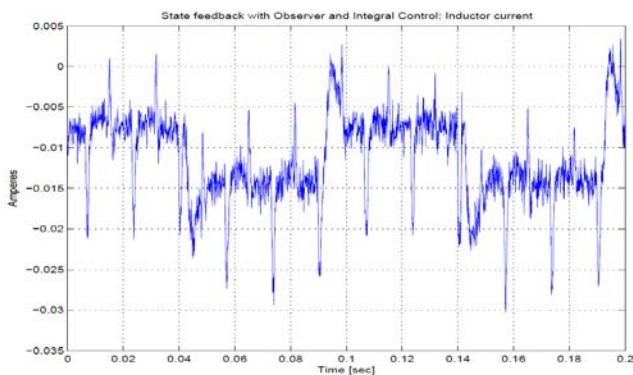


Fig. 17. Control retro-estados-observador

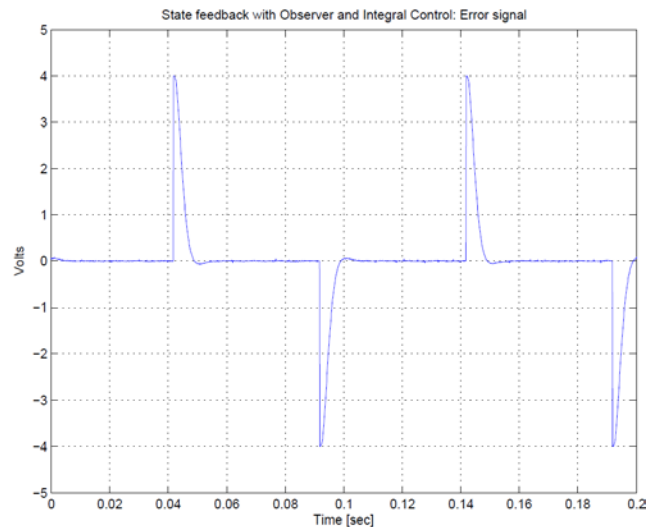


Fig. 18. Error de voltaje control retro-estados

De los tres esquemas que se implementaron se puede apreciar de las gráficas, tanto en simulación como en la experimentación, que el control PID es el que tiene una respuesta que satisface en gran medida los requerimientos exigidos y sin mucha estructura matemática.

Respecto a la implementación física, de los esquemas implementados, el controlador PID es el que mejor comportamiento tiene ya que, aunque tiene en cada cambio de referencia un sobrepaso de voltaje de casi el 10% (0.4 V sólo en el instante del cambio), tiene una respuesta casi críticamente amortiguada. Además, la sintonización del PID respecto a los otros dos es más fácil de sintonizar, ya que solo hay que solo encontrar valores de tres constantes.

El control por pasividad por lo contrario, es mucha más estructurado matemáticamente y su respuesta aunque es rápida, requiere de una acción de control más exigente, 3 volts más respecto a la señal de referencia lo equivale a un 75% más. Por otro lado, la implementación en Simulink del controlador PID solo requiere de seis bloques básicos. Todo esto puede llevar a algunos estudiantes a cuestionar para que estructurar o diseñar controladores distintos al PID.

Este trabajo es un punto de partida para experimentar con otros tipos de sistemas y demostrar a nuestros estudiantes que ante otras circunstancias, sobre todo cuando los sistemas son no lineales, los esquemas de control que se alejan del control clásico, por ejemplo, control por linealización exacta, *backstepping*, control adaptable, control robusto, solo por mencionar algunos, pueden presentar mejores desempeños que las técnicas clásicas de control.

Por lo tanto, como un trabajo inmediato será el implementar esquemas de control para circuitos RLC más complejos en el cual presenten no linealidades o un grado mayor.

VII. Referencias

- [1] Romeo Ortega, Antonio Loría, Per J. Nicklasson and Hebert Sira-Ramírez. Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems. Springer London Ltd, 1998.
- [2] Charles A. Desoer and Ernest S. Kuh, Basic Circuit Theory. McGraw-Hill International Book Company, 1969, 13th printing 1983.
- [3] Jan C. Willems & Erik I. Verriest, The Behavior of Resistive Circuits, Joint 48th IEEE Conference on Decision and Control and 28th Chinese Control Conference Shanghai, P.R. China, December 16-18, 2009.
- [4] Erik I. Verriest & Jan C. Willems, The Behavior of Linear Invariant RLC Circuits, 49th IEEE Conference on Decision and Control, Atlanta, GA, USA, December 15-17, 2010.
- [5] Arjan Van Der Schaft, Characterization and Partial Synthesis of Behavior of Resistive Circuits at their Terminals, Systems & Control Letters 59 (2010) 423-428, May 2010.
- [6] Gene F. Franklin, J. David Powell and Abbas Emami-Naeini, Control de Sistemas

Dinámicos con Retroalimentación. Addison-Wesley Iberoamericana, 1991

- [7] Richard C. Dorf and Robert H. Bishop, Modern Control Systems. Addison-Wesley Publishing Company, 1995
- [8] Chi-Tsong Chen, Linear System Theory and Desing. Hardcourt Braces Jovanivich College Publishers, 1984.
- [9] Benjamin C. Kuo, Automatic Control Systems. Prentice Hall Englewood Cliffs, New Jersey, seventh edition, 1995

VIII. Autores

Dr. Cuauhtémoc Guerrero obtuvo su título de Doctorado en Ingeniería Eléctrica, Opción Control en noviembre de 2006 en la Universidad Nacional Autónoma de México.

Dr. Gustavo Montemayor obtuvo su título de Doctorado (PhD) en Ingeniería Eléctrica en mayo del 2005 en el Rensselaer Polytechnic Institute, Troy, NY.

IX. Agradecimientos

Los autores agradecen al Área de Desarrollo e Investigación de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México el financiamiento del proyecto “Control e Identificación de Parámetros de Máquinas Eléctricas” con lo cual es producto el presente trabajo.

Selección Automática de Paquetes en un Centro de Distribución de una Mensajería

Ivone Cecilia Torres Rodríguez, Pedro Francisco Huerta González, Zosimo Ismael Bautista

Instituto Politécnico Nacional, ESIME Zacatenco, Unidad Profesional “Adolfo López Mateos”, Distrito Federal, C.P. 07738, 57296000 ext. 54062, phuerta@ipn.mx, ictorres@ipn.mx, zbautista@ipn.mx.

Resumen

En este trabajo se realiza la selección automática de los paquetes de una mensajería, realizando la distribución de una forma rápida, eficiente y segura, con lo cual se obtiene una reducción de tiempos, costos, y de igual manera evitar accidentes laborales debido al mal traslado y/o mal acomodo de estos. Por lo tanto, para llevar a cabo este trabajo se automatiza el traslado de paquetes hacia las diferentes rutas existentes. Para lo cual se realiza la selección de los diferentes tipos de bandas, los dispositivos de control como son los sensores, además de la selección del PLC para integrarlo en una red de comunicación EtherNet/IP. Finalmente se realiza la programación de la secuencia de operación de las bandas transportadoras.

Palabras Clave: Automatización, Paquetes, PLC.

I. Introducción

Con el pasar de los tiempos fueron surgiendo empresas encargadas de ofrecer el servicio de mensajería y paquetería una de ellas a nivel mundial llamada UPS en 1924, presentó la primera cinta transportadora para manejar paquetes. Si bien el servicio general de transporte, primero, se limitaba a una pequeña área de Los Ángeles [1], con el paso del tiempo esta empresa empieza a utilizar tecnología en el área de las mensajerías y paqueterías, actualmente UPS esta a la vanguardia.

En México surgieron también empresas de mensajerías una de ellas fue Multipack. Todo se remonta al año de 1939, cuando los conductores de la línea de autobuses ADO, buscando satisfacer las diferentes necesidades de envíos de sus clientes tuvieron la idea de llevar sobres o paquetes en el maletero de los autobuses, fue entonces de forma austera, cuando surgió el servicio de mensajería y paquetería primordialmente en las rutas del sur del país [2].

Por lo tanto, dentro del área de automatización en los procesos de manufactura, se realizara el control por medio de Controladores Lógicos Programables (PLC), además de modernizar al

sistema de distribución de paquetes ya existente para un alto desempeño y calidad, por medio de automatizar el sistema de distribución. De igual manera evitar pérdidas para la empresa, y tener un mayor control. A su vez, este trabajo se enmarca en un convenio de colaboración para remodelar centros de distribución de paquetes.

II. Traslado de paquetes

Para el traslado de paquetes, en forma general se tienen las siguientes etapas [3]:

Centro de atención a clientes: Se lleva a cabo la recepción de paquetes que el cliente desea mandar, se toman los siguientes datos: nombre de cliente, dirección de entrega, nombre a quien se dirige, fecha de recibimiento y fecha de entrega, con lo cual se genera un código de control.

Recolección de paquetes: Se lleva a cabo la recolección de paquetes en cada uno de los puntos de atención de clientes y del aeropuerto.

Centro de distribución: Aquí llegan todos los paquetes de los diferentes puntos de recolección, para distribuirlos a las diferentes rutas existentes, se pueden mandar a rutas aéreas o terrestres.

Rutas aéreas: Son todos aquellos paquetes que serán enviados a otros centros de distribución de los estados del país o de otros países.

Rutas terrestres: Son todos aquellos paquetes que serán entregados a las localidades o zonas cercanas al centro de distribución del estado.

Entrega de paquetes: Es el último paso donde se entrega el paquete al domicilio correspondiente.

III. Selección de paquetes en el centro de distribución

En la figura 1 se muestra cómo se lleva a cabo la selección de los paquetes en el centro de distribución para seleccionarlos y así enviarlos a las diferentes rutas.

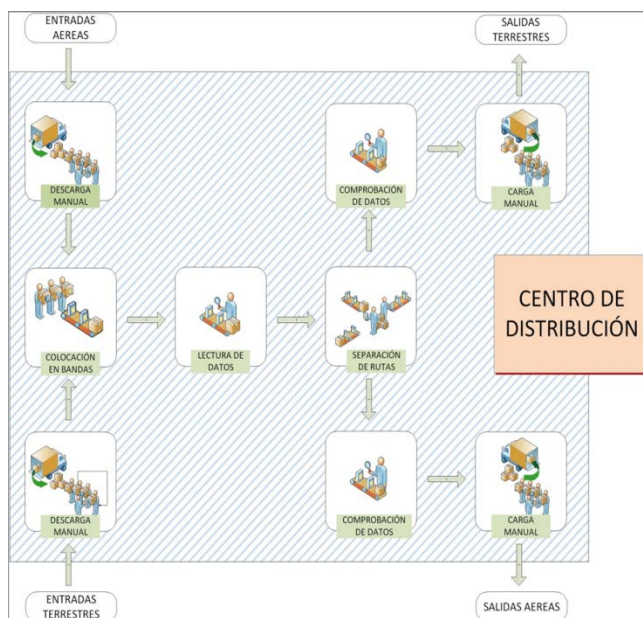


Fig. 1. Diagrama de flujo de la distribución.

Las etapas que se llevan a cabo en el centro de distribución son:

Descarga manual: El personal descarga el camión, y lo pone en bandas transportadoras.

Lectura de datos: El personal lee los datos de forma manual y/o con lectores de códigos.

Separación de rutas: La banda transporta los paquetes según el destino y el personal de forma

manual se encarga de separarlos y enviarlos a las rutas correspondientes.

Comprobación de datos: El personal corrobora los datos antes de cargar el camión para observar si ningún paquete se envía fuera de ruta.

IV. Problemática en la distribución de paquetes

Al distribuir los paquetes a las diferentes rutas existen surgen problemas tales como:

- Al descargar los paquetes, se estropean las cajas y se dañan los objetos en su interior.
- Al descargar los paquetes por el personal en ocasiones sufren accidentes debido al mal cargado o mal acomodo de estos.
- La selección de ruta de los paquetes se realiza de forma manual, que llevan a una errónea selección de ruta de envío.
- Al distribuir los paquetes se hace de manera manual y se pierde tiempo, para su traslado.
- El control que existe es insuficiente para evitar el robo de objetos, ya que un solo paquete pasa por varios operadores dentro del centro de distribución y no se contemplan esos puntos.
- Al saturarse una ruta se quedan envíos pendientes los cuales esperaran ser entregados al día siguiente.
- En cierto momento los paquetes sobre la banda para la selección de ruta superan a los operadores en esta área y se ven forzados a realizar un paro de emergencia.

V. Configuración de la nave

La nave actualmente tiene forma de "L" como se observa en la figura 2.

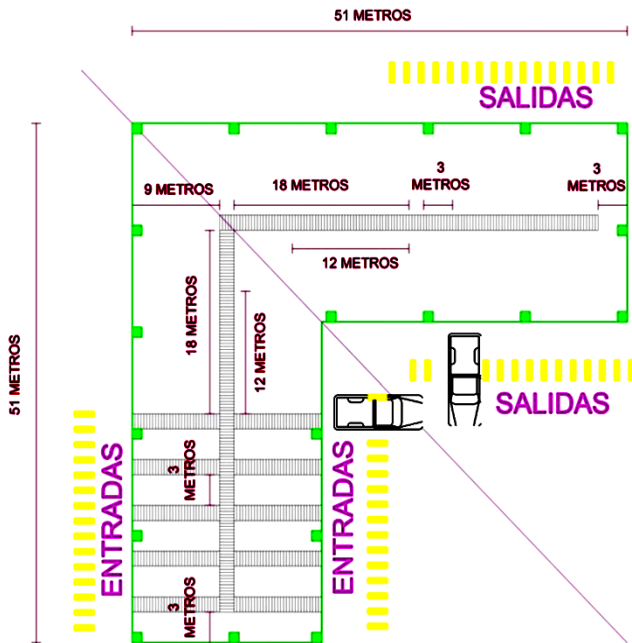


Fig. 2. Distribución actual.

La parte inferior son los accesos de paquetes, se tienen diez bandas de entrada distribuidas, cinco por cada lado donde se descarga el producto de las rutas locales hacia los transportadores de rodillo, en cada intersección o cruce de banda hay por lo menos un trabajador que es el encargado de impulsar los paquetes y revisar el código postal. En la banda principal que es la que une las bandas de entrada con las de salida también se encuentran trabajadores repartidos a lo largo de esta para cumplir la misma función, las bandas de salida son el punto crítico de este proceso y se encuentra en la parte superior con salidas también por ambos lados ya que es donde se separan por código postal cada paquete, esto se realiza de manera manual y visual tratando de identificar lo más rápido posible los códigos postales.

En la figura 3 se observa que la nave sigue contando con la misma cantidad de entradas y salidas así como su posición, cambia el tipo de banda que ya no es por rodillos ahora es tipo charnela, la cantidad de trabajadores se reduce al agregar bandas automáticas en todo el recorrido.

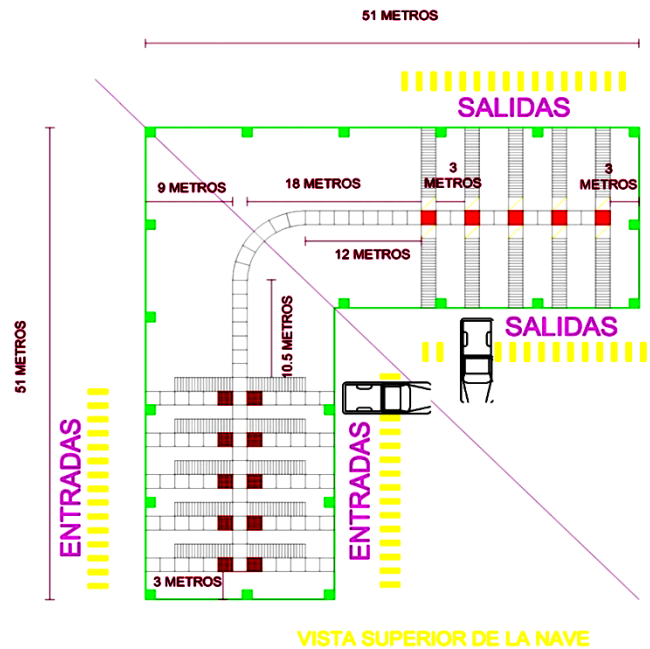


Fig. 3. Nueva distribución de la nave.

Al llegar a las bandas de salida que son tipo rodillo pero con un ángulo de caída de 30° , para lograr la transferencia de los paquetes por gravedad en las bandas de entrada se encuentran cámaras de visión artificial y sensores de código de barra que guardan los valores de manera automática para realizar la transferencia por medio de la lógica de programación, las mesas de distribución inteligente que están a la salida realizan la separación de los paquetes dependiendo de su código postal. Las bandas de salida son tipo rodillo y por medio de un descenso de la altura se logra que por gravedad lleguen a la zona de carga para ser enviado a su siguiente destino.

Antes de que haya transferencia de paquetes de las bandas de entrada a la banda principal también se coloca una mesa de distribución, la cual es la encargada de que en caso de ir un producto de manera incorrecta o no se haya leído el código de barras lo desvía y manda por medio de una banda de rodillo de retorno a la zona de carga esto con el objetivo de darle continuidad a las bandas y tener el mínimo posible de paros y mantener el proceso continuo logrando su mayor eficiencia [4].

En la figura 4 se presenta la simbología principal, la cual refleja la interpretación de cada uno de los nuevos elementos que se alojan en la nave sustituyendo la antigua estructura de la nave, en los cuales resaltan la banda transportadora de tipo cadena, mesas de distribución y la rampas para la salida del producto.



Fig. 4. Simbología de los materiales empleados.

VI. Selección de las bandas

Bandas de entrada: En la figura 5 se muestra la banda de entrada cuya finalidad es recibir el paquete proveniente de algún centro de atención a clientes donde se recibió el paquete y así llevarlo al punto de salida correspondiente de manera automática auxiliado por elementos como son sensores, cámaras de visión artificial, lector de código de barras, motorreductores, bandas y mesas especiales de distribución inteligente [5].

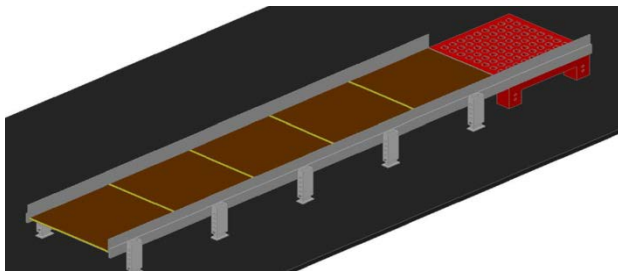


Fig. 5. Esquema de la banda de entrada.

Las camas y el número de las mismas a utilizar, están basadas en las dimensiones de la nave tomando como referencia llegar a la banda principal a partir de la rampa de acceso de descarga de las rutas locales terrestres. El largo y ancho de cada una de las camas se realizó por medio de un censo de dimensiones de paquetes donde el 97% de los paquetes se encuentran en

un rango máximo de 120 cm de largo x 120 cm de ancho con una altura de 120 cm como el máximo a recibir y con un peso que puede ser desde un sobre hasta un máximo de 100 kg, que es el mayor peso de un paquete que será trasladado por la banda, en caso de tener un paquete mayor a este peso establecido se trasladara de forma manual por un empleado hasta su salida correspondiente.

Banda de retorno: En la figura 6 se visualiza la banda de retorno, la cual está constituida de rodillos con una inclinación la cual permite el regreso de paquetes que tengan dañado el código de barras o que no pueda ser sensado [5].

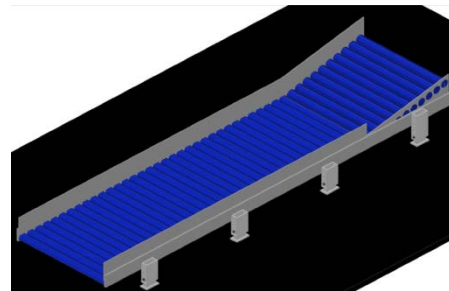


Fig. 6. Banda de retorno.

Las medidas son 600 cm de largo, divididos en 450 cm correspondientes a la base plana de los rodillos, 150 cm a la rampa por donde se deslizan los paquetes y 150 cm de ancho.

Banda principal: En la figura 7 se muestra la banda principal que se considera la fase más crítica de todo el proceso por sus dimensiones y principalmente porque aquí se realiza la recepción de todos los paquetes provenientes de las 10 bandas de entrada. Además de que en algún momento determinado esta banda va llevar la mayor carga y debe de soportar estas condiciones, independientemente de trasladar hasta su respectiva salida a cada uno de los paquetes que por esta circulen apoyándose del sensado del código de barras y del conteo de camas por medio de los sensores [5].

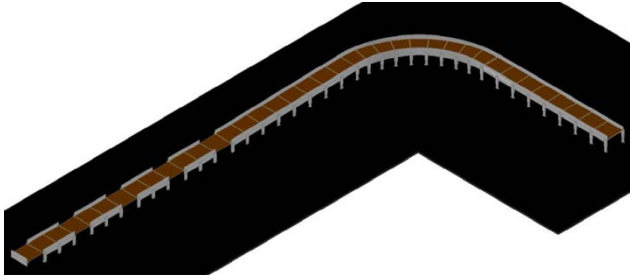


Fig. 7. Esquema de la banda principal.

Las medidas de la banda principal son 3,900 cm de longitud antes de la curva, divididos en 1,950 cm correspondientes a la zona de descarga de las bandas de entrada y 1,200 cm a la pendiente de levantamiento de la banda, 1,350 cm destinados a la curva de 90°, posteriormente 1,200 cm después de la curva antes de la primera mesa de distribución, el ancho de la banda se sigue conservando en 150cm.

Bandas de unión: En la figura 8 se observa la banda de unión, esta banda tiene las mismas características de la banda de entrada, la única diferencia es que mide 300 cm de largoy 150 cm de ancho, y se utiliza para enlazar a cada mesa de distribución en la salida [5].

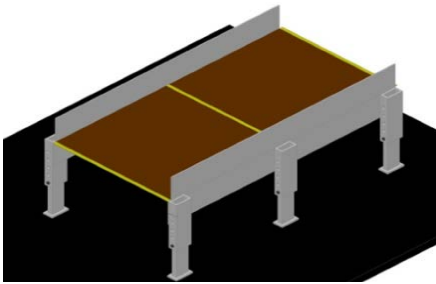


Fig. 8. Banda de unión.

Mesas de distribución inteligente: Son las encargadas de distribuir los paquetes de acuerdo a su código postal hacia las bandas de salida, cada una de estas mesas puede transportar el producto hacia adelante, izquierda o derecha. Cuenta con una alfombra de giro, que por medio de un sistema de transferencia de carga de diferentes tamaños entre los transportadores paralelos desvían a 30°, 45° y 90°, alcanzando una tasa de rendimiento de hasta 6,000 unidades por hora.

Bandas de salida: En la figura 9 se observa la banda de salida, es la última parte del proceso de distribución y selección, su función es dar salida a los paquetes una vez que fueron colocados en la salida correspondiente a su código postal, esto se logra utilizando una rampa y una banda de rodillos, se deja caer el paquete a la zona de carga donde queda listo para ser enviado a su ruta de entrega [5]. Las medidas son 900 cm de largo dividido en 150 cm para la rampa 750 cm para los rodillos y de ancho 150 cm.

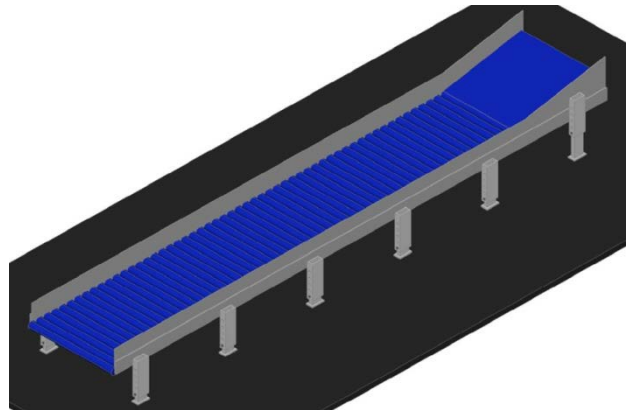


Fig. 9. Banda de rodillos a la salida.

VII. Selección de los sensores

Lector de código de barras: La lectura de datos a la entrada de la banda de distribución es por medio de un lector de código de barras, ya que las etiquetas que se le colocan al realizar la recepción del paquete almacenan la información necesaria para saber a dónde va dirigido el paquete. Se selecciona el INTERMEC EX 25 [6], que permite escanear el código de barra hasta una distancia de 4" a 50". Se colocan 2 sensores uno a cada costado de la banda transportadora de forma paralela. Tiene comunicación Ethernet/IP que es la que se va a utilizar para realizar el enlace entre todos los dispositivos de control incluyendo al PLC. En la figura 10 se observa el montaje de los sensores en la banda de entrada.



Fig. 10. Montaje del lector de código de barras.

El lector de código de barras es el principio de operación de todo el proceso de selección automática de paquetes ya que da el primer valor o paquete de datos a guardar y sobre el cual trabaja toda la lógica de programación, también se requiere que tenga comunicación con el PLC, que es donde se desarrollan todos los algoritmos.

Cámara de visión artificial: Se selecciona el sensor de Visión ZFX de Omron [7]. Se coloca sobre cada una de las bandas de entrada en la cama número 2. Donde envía una señal en datos vía Ethernet/IP al PLC, que indica si hay paquete y si este va en forma correcta o incorrecta sobre la banda transportadora y en caso de ir de manera incorrecta o los lectores de código de barras no hayan detectado un valor envía una señal para que la mesa de distribución inteligente colocada al final de las bandas de entrada expulse el paquete. La colocación de la cámara en la banda de entrada se observa en la figura 11.

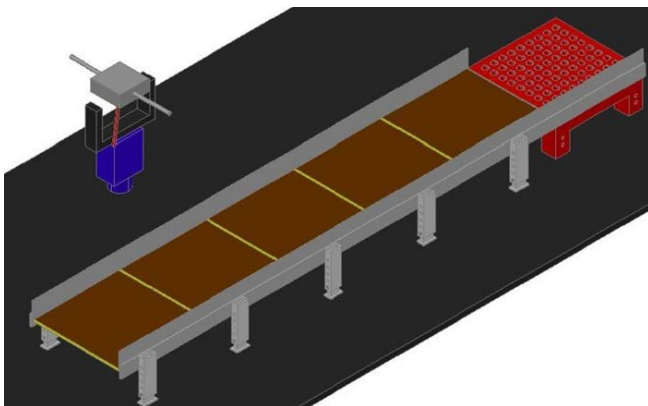


Fig. 11. Montaje de la cámara.

Sensor binario de posición: La posición de los paquetes es retroalimentada por medio de un

sensor colocado debajo de la banda transportadora de entrada en la cama de inicio y otro más colocado al final. Este sensor suministra el número de cama donde se coloca el paquete y guardan su posición durante el recorrido, así al llegar a los cruces de intercambio de paquetes por medio de la lógica de programación indica si lleva paquete y el código postal de destino. En la figura 12 se observa el montaje de los sensores.

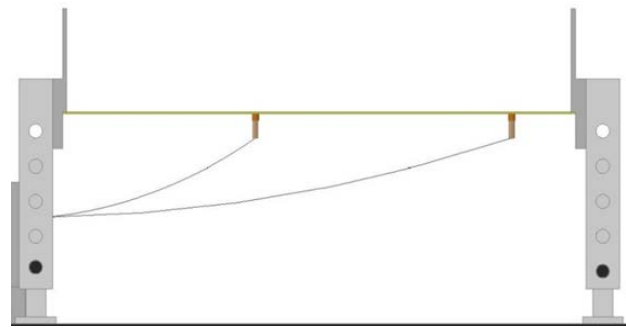


Fig. 12. Montaje del Sensor binario de posición.

La configuración por medio de un sensor es con el fin de recibir un código binario y trabajar con estos valores en la lógica de programación del PLC al obtener los distintos valores de acuerdo al número de cama que corresponda. Se cuenta con 13 camas así que la combinación que se obtiene es lograda por medio de pulsos que se mandan a un contador en el PLC.

El sensor seleccionado es de la marca Omron sensor para aplicaciones de posición que trabaja en velocidades medias. La figura 13 muestra el sensor E32-C42 y la capacidad de respuesta para detección de partes pequeñas.

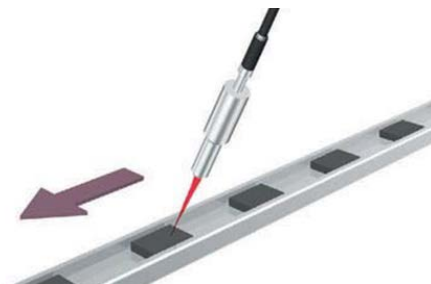


Fig. 13. Sensor E32-C42.

Sensor monocromático: Este sensor es el que permite iniciar el conteo de las camas ya sea de las bandas de entrada como la banda principal ya que la unión entre camas se da por medio de una charnela de diferente color, cuando sensa un cambio de color resetea el timer, al pasar la cama sensara otra unión de diferente color lo marca como hecho y mueve el valor a un dato dinámico.

El sensor seleccionado es de la marca Allen Bradley de contraste 42-CRC es de respuesta fotoeléctrica a la detección de la escala de grises entre una marca y otra, en la figura 14 se observa el sensor seleccionado.



Fig. 14. Sensor monocromático.

VIII. Arquitectura de control para las bandas

A continuación se describe cada una de las etapas del proceso de distribución:

Etapa 1. Al pasar el botón selector de cualquier banda de entrada colocado al inicio de las mismas a la posición ON inicia la marcha del motor de la banda, sí se requiere trabajar solo una parte de las bandas de entrada las demás permanecerán en OFF, hasta que el botón sea cambiado de posición.

Etapa 2. Una vez que la banda se encuentre avanzando el operador carga un paquete en la Cama No. 1 que es la que se encuentra al inicio de la banda de entrada, tomando como referencia las divisiones representadas por las uniones de diferente color de las charnelas y tomando lectura del código de barras ya sea hacia uno de los costados o en la parte superior del paquete.

Etapa 3. La cámara de visión artificial y los sensores de código de barras colocados en la Cama No.2 guardan el registro del paquete sentido y verifican que la posición sea la correcta.

En caso de no guardar un registro del código de barras o posición correcta se emite una señal de desvío para la cama de distribución inteligente colocada más adelante que se encarga de regresar el paquete a la zona de carga o en caso de que la alarma se emita debido a que el paquete fue colocado en la cama de forma incorrecta por el operador, este tendrá un tiempo determinado para corregir la posición del paquete así la alarma se desactivara y la banda continuara con su recorrido.

Si el código de barras se guarda y el paquete va en una posición correcta se realiza la transferencia del paquete hacia la banda principal y esta continua su recorrido

Etapa 4. La banda principal lleva el paquete hasta las bandas de salida. Cuando la banda principal avanza hasta el área de salida si la referencia del código postal almacenada en el registro pertenece a la primera mesa de distribución toma la decisión de enviar el paquete a la salida izquierda o la derecha.

Si el registro del código de barras almacenado no corresponde a ninguna de las dos posibles salidas en la primera mesa de distribución inteligente la banda continua su recorrido y envía el paquete a la siguiente mesa de distribución.

La acción anterior se repite en toda la zona de salidas del producto en este caso se pregunta a cada una de las mesas de distribución si la dirección del código de barras almacenada corresponde a la salida en la que se encuentra actualmente, y así posteriormente hasta llegar a la salida correcta donde coincide el código.

Una vez seleccionados todos los equipos que se van a emplear y tener las variables de entrada y salida del sistema de selección automática de paquetes se selecciona el controlador PLC MicroLogix 1400 de Allen Bradley [8], el cual tiene un puerto de comunicación EtherNet/IP y soporta envío de mensajes entre controladores, además de manejar señales digitales y analógicas en el módulo base y en los de expansión. Se programa con el software RsLogix 500, en la figura 15 se muestra el PLC MicroLogix 1400.

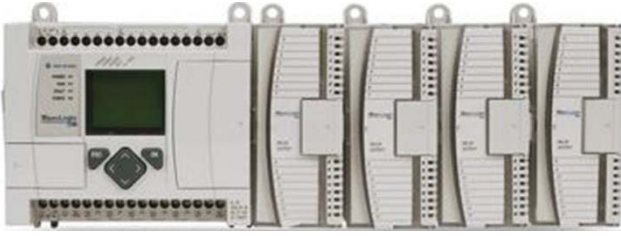


Fig. 15. Micrologix 1400 Allen Bradley.

El control de la banda transportadora se divide en tres PLC's. Como se observa en la figura 16, los PLC's son comunicados vía Ethernet/IP por medio de una topología en estrella enlazados por medio de switches, esto con la finalidad de reducir el cableado, la instalación de tubería y mano de obra y tener una respuesta rápida y oportuna [9]. Todos conectados a su vez a una PC en el cuarto de control.

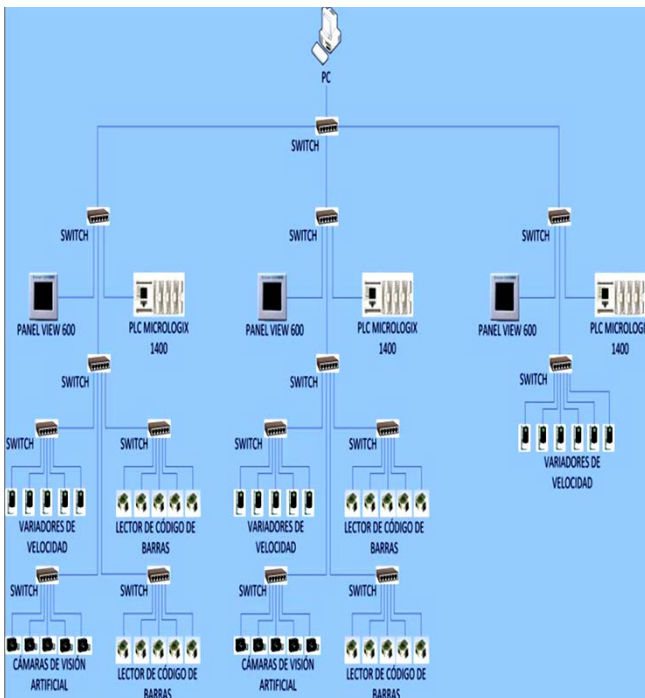


Fig. 16. Topología en estrella.

Cada uno de los PLC's y HMI controlan 5 bandas de entrada, la red para cada banda de entrada es integrada por: 1 variador de velocidad, 2 lectores de código de barras, 1 cámara de visión artificial. Dicho arreglo se muestra en la figura 17.

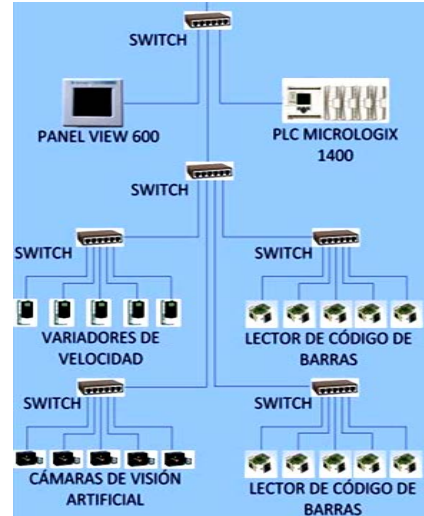


Fig. 17. Control de 5 bandas de entrada.

La red de la banda principal (figura 18) es conformada por: 1 PLC, 6 variadores de velocidad, 1 HMI.



Fig. 18. Control de la banda principal.

IX. Programación y resultados

En el primer PLC se configuran las primeras 5 bandas de entrada se observa una instrucción GRT que es donde compara el valor de ON de activación de alguna de las 5 bandas de entrada a través del selector este valor es el que da inicio de ciclo también a la banda principal y a las mesas de distribución inteligentes como se muestra en la figura 19.

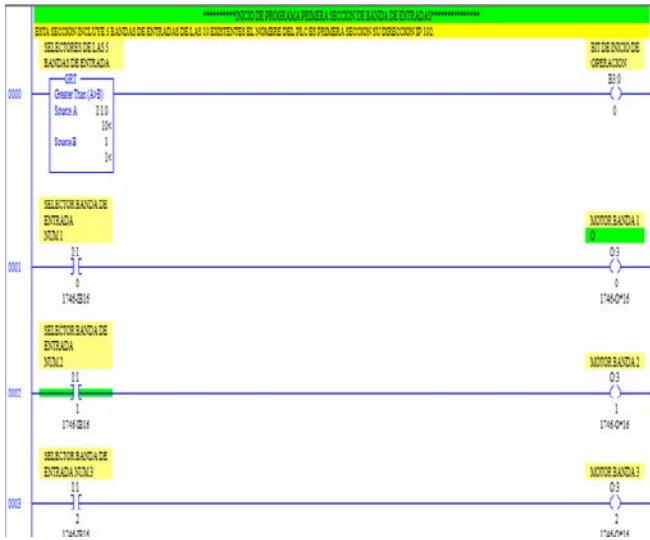


Fig. 19. Programación banda de entradas.

Las primeras condiciones a cumplir para que haya transferencia a la banda principal son: que vaya en posición correcta, que cualquiera de los 3 sensores de código de barras incluyendo el de la cámara de visión artificial hayan registrado un valor como se muestra en la figura 20 en caso de cumplirse estas condiciones y haber cama disponible en la banda principal se transfiere el paquete en caso contrario o detectar más de 2 código de barras desviarlo por la banda de retorno.

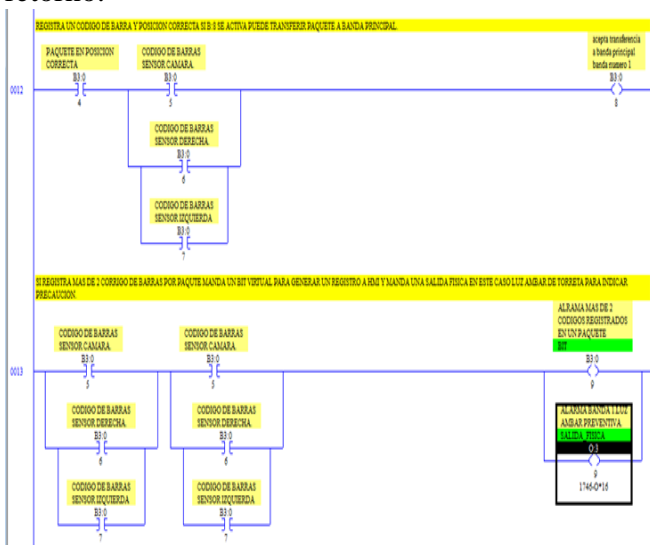


Fig. 20. Condiciones de transferencia.

Para realizar el enlace entre los PLC's se programan las instrucciones de mensaje (MSG)

como se muestra en la figura 21. Los mensajes pueden ser de lectura o de escritura como se observa en las Tablas 1 y 2, en donde se mencionan los datos que son transferidos entre los PLC's de la figura 16.

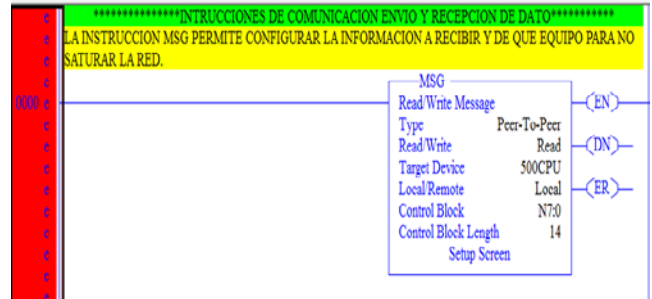


Fig. 21. Instrucción MSG para el intercambio de datos.

Nombre	Señal	Descripción
O:1/0, Motorreductor	Discreta	Transmite el movimiento para el avance de la banda
O:1/1, Torreta 3 luces	Discreta	Emite luz verde, ámbar y roja según el estado de la banda arranque, paro de emergencia y atasco.

Tabla 1. Listado salidas.

Nombre	Señal	Descripción
I:1/0, Botón selector	Discreta	Inicia el arranque de la banda.
Bus, Sensor de código de barras	Comunicación	Toma la lectura de la ubicación a la que se dirige el producto.
Bus, Cámara de visión artificial	Comunicación	Asegura que el producto sea colocado en una posición correcta.
I:1/1, Sensor monocromático	Discreta	Identifica donde termina una cama y principia otra.
I:1/2, Sensor inductivo	Discreta	Identifica el número de cama en que se coloca el producto.
Bus, Sensor de código de barras	Discreta	Guarda la dirección tomada y la pasa a un registro de salida

Tabla 2. Listado entradas.

X. Conclusiones

Al automatizar el traslado de paquetes se evita el error humano en la selección de cada una de las rutas de destino, se mejora con esto la eficiencia en los tiempos de entrada y salida de los

paquetes y el maltrato que tenían al pasar por varias manos ya que se reduce considerablemente el contacto directo. Implementar un control automático en un proceso reduce el número de personas que actúan en él, esto se ve directamente reflejado en el factor económico ya que se disminuyen tiempos muertos, pérdidas accidentales o intencionadas de paquetes o indemnizaciones por entregas fuera de tiempo o ruta equivocada. La selección correcta de los elementos que integran el proyecto, se hace en necesidad del mismo con lo que al realizar la elección correcta de cada uno de los equipos que interactúan en él se logra el mejor desempeño.

XI. Referencias

- [1] UPS. Historia (en línea). Fecha de consulta 20 de Mayo de 2013. Disponible en: <http://www.ups.com/content/mx/es/about/history/>
- [2] Multipack. Historia (en línea). Fecha de consulta 20 de Mayo de 2013. Disponible en: <http://www.multipack.com.mx/>
- [3] SeropeKalpakjian, Steven R. Schid. *Manufactura, ingeniería y tecnología*, 4 edición, editorial Pearson, México, 2010.
- [4] Morales Vázquez Luis Alberto, Pérez López Germán. *Diseño del control de un transportador*. Tesis (Ingeniero en Control y Automatización). México D.F. IPN. 2004.
- [5] Agustín López Roa, Cintas Transportadoras, CIE inversiones editoriales DOSSAT, 2002.
- [6] EX25, Near/Far 2D Imager Engine 3rd Generation, Product profile, Intermec Technologies Corporation, 2010.
- [7] "Smart Sensor" ZFX-C, Vision sensor with built-in LCD monitor, Cat. No. E381-E1, OMRON Corporation, 2009.
- [8] Instrucciones de instalación, Controladores programables MicroLogix 1400, Publicación 1766-IN001C-ES-P – Octubre 2009, Rockwell Automation.
- [9] Network Infrastructure for EtherNet/IP™, Publication Number: PUB00035R0 Rockwell Automation, Open DeviceNetVendor Association, Inc. (ODVA), 2007.

XII. Autores

M. en C. Ivone Cecilia Torres Rodríguez
Profesora Titular B. Ingeniero en Control y Automatización del Instituto Politécnico Nacional. Maestra en Ciencias en Ingeniería Eléctrica opción control de la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME-IPN. Área de trabajo: Sistemas Digitales, y Control de Movimiento.

M. en C. Pedro Francisco Huerta González
Profesor Titular B. Ingeniero Electricista del Instituto Politécnico Nacional. Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica opción control de la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME-IPN. Áreas de trabajo: Electrónica de Potencia, Comunicaciones Industriales y Control de Movimiento.

Ing. Zósimo Ismael Bautista Bautista Profesor Titular B de la Carrera de Ingeniería en Control y Automatización. Ingeniero en Comunicaciones y Electrónica del Instituto Politécnico Nacional. Candidato a Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica de la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación ESIME Zacatenco en la Ciudad de México.

Construcción de Observadores de Secuencias para Sistemas de Eventos Discretos

*D. Ulises Carranza Sahagún,*C. Acosta Lúa, **R. Campos Rodríguez, **M. Alcaraz Mejía

*Departamento de Ciencias Básicas, Centro Universitario de la Ciénega, Universidad de Guadalajara, Av. Universidad No. 1115, Col. Lindavista, Ocotlán, Jalisco, México, diegouli@cuci.udg.mx.

**Departamento de Electrónica, Sistemas e Informática, ITESO-Universidad Jesuita de Guadalajara, Periférico Sur No. 8585, Col. ITESO, Tlaquepaque, Jalisco, México, rcampos@iteso.mx, mildreth@iteso.mx.

Resumen

Este trabajo presenta el diseño e implementación de algoritmos para la construcción de observadores de secuencias para sistemas de eventos discretos. El modelo del sistema se captura como una Red de Petri, mientras que la implementación del esquema del observador se realiza en Simulink. Los algoritmos permiten verificar la propiedad de observabilidad, a la vez que construyen la matriz de detección de secuencias sobre la que se basa el funcionamiento del observador.

Palabras Clave: Observador de Secuencias, Sistemas de Eventos Discretos, Simulación, Matlab/Simulink.

I. Introducción

Los sistemas de eventos discretos (SED) se encuentran prácticamente en todos los aspectos de la vida cotidiana. Por ejemplo en los electrodomésticos, aparatos de comunicaciones, sistemas operativos de computadora, control de semáforos en las avenidas, sistemas de manufactura avanzada, entre otros. Los SED se han vuelto cada vez más complejos y sofisticados, de tal manera que para hacer más eficiente su uso, así como para implementar esquemas de tolerancia a fallas y recuperación de errores, se han propuesto varios esquemas de control [1]. Muchos de estos esquemas utilizan información de retroalimentación para calcular una adecuada ley de control. Por ejemplo, para el caso del Problema de Regulación de la Salida [2], el regulador requiere conocer el estado del SED cuya salida está controlando. En otros esquemas como el Control Supervisor, el controlador requiere retroalimentar estados o cadenas para una adecuada supervisión [3]. Algunas ocasiones es posible retroalimentar al controlador con la información completa del estado del sistema. Sin embargo, existen situaciones donde es complicado obtenerlo por completo, debido a limitaciones tecnológicas o a la gran cantidad de

estados en el SED, lo que vuelve económicamente inviable medirlo directamente. Esto dificulta la aplicación de los esquemas de control a los SED, e incluso imposibilita su implementación en algunos casos.

Para enfrentar este problema se utiliza el concepto de un Observador, el cual es un algoritmo matemático responsable de reconstruir el estado completo del sistema que se requiere controlar. Su salida, que es una aproximación del estado del sistema, se utiliza como retroalimentación para el controlador. La noción de observabilidad está relacionada con la posibilidad de inferir el estado actual e inicial de un SED en un número finito de eventos [4]. Dependiente del esquema de control utilizado, los observadores se pueden modelar como Automatas, Redes de Petri o Sistemas Aditivos Vectoriales.

En particular, este trabajo se centra en el diseño de algoritmos para la verificación de la observabilidad y la construcción de observadores para SED modelados como Redes de Petri. Los observadores construidos se pueden simular en Matlab/Simulink para verificar propiedades de desempeño, como la constante de convergencia

del observador, previo a su implementación física.

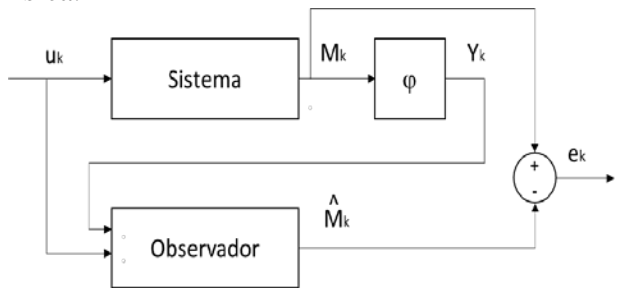


Fig. 1. Esquema del observador.

II. Desarrollo

Las Redes de Petri (RP) son una metodología formal de modelado de SED. Sus principales características incluyen una representación gráfica muy conveniente y sus fuertes bases matemáticas que permiten el análisis formal de propiedades. Esto facilita por una parte, modelar sistemas de manera muy intuitiva, y por otra, obtener información sobre el comportamiento dinámico del sistema modelado mediante análisis formal y simulaciones por computadora.

De manera sucinta, una Red de Petri se define como un par (G, M_0) , donde G representa la estructura de la red con una 4-tupla formada por: P un conjunto de lugares; T un conjunto de transiciones; $I: P \times T \rightarrow Z^+$ una función que define la incidencia de entrada a las transiciones; y $O: P \times T \rightarrow Z^+$ una función que define la incidencia de salida de las transiciones. Dada la naturaleza de estas funciones I, O se representan mediante matrices del tipo $I_{|P| \times |T|}$ y $O_{|P| \times |T|}$.

Típicamente, los lugares se representan con círculos, las transiciones con rectángulos, la función de entrada con arcos que van de los lugares a las transiciones, mientras que la función de salida con arcos que van de las transiciones a los lugares. Las marcas se representan con pequeños círculos negros dentro de los lugares. El denominado “juego de marcas” determina la dinámica de la red. La función de marcado $M(k) \rightarrow \mathbb{N}^m$ representa el estado o marcado de la red, y determina el número de marcas en cada

uno de sus lugares al tiempo k , donde m representa el número de lugares de la red. El vector M_0 , conocido como marcado inicial, es un vector especial porque representa el número de marcas que reside en cada lugar inicialmente. Para sistemas puramente discretos, el contador k se incrementa cada que ocurre un evento, el cual es asíncrono en el tiempo, y se considera como una especie de “base de tiempo” aunque no en el sentido de la teoría de control clásico. Una subclase de RP ampliamente estudiada es conocida como Máquinas de Estado (ME). En este tipo de redes las transiciones tienen sólo un lugar de entrada y un lugar de salida. La simplicidad y características de las máquinas de estado permiten hacer un análisis estructural de las propiedades como la observabilidad, controlabilidad, vivacidad, entre otras. El estudio de las principales propiedades de las RP se encuentra en [5]. Existen varios enfoques que tratan el problema de la observabilidad en el marco de las RP [6]. Informalmente, una RP (Q, M_0) es *observable* si existe un número entero finito $k < \infty$ tal que para cada evolución de la red, mayor o igual a k , la información de las señales de entrada y salida de la red, y la estructura de (Q, M_0) son suficientes para determinar de forma exclusiva el marcado inicial M_0 y el marcado actual M_k . El valor numérico de k es conocido como la *constante convergencia de observabilidad* de (Q, M_0) .

En la Fig. 1 se muestra el esquema del observador retroalimentado mediante la salida y_k del sistema. El observador se implementa como una copia del sistema al que además se le proporciona su entrada u_k , como se ilustra. El observador produce estimaciones \hat{M}_k las cuales se restan al estado M_k del sistema para determinar el sistema del error $e_k = M_k - \hat{M}_k$. El objetivo es que e_k llegue a cero conforme k tiende a infinito, es decir, $\lim_{k \rightarrow \infty} e_k \rightarrow 0$. El esquema de la Fig. 1 se puede implementar en Matlab/Simulink u Octave/SicLab para realizar simulaciones previo a la implementación de los algoritmos del observador.

III. Implementación

Se han elaborado una serie de algoritmos basados en [4], [6], [7], que permiten verificar la propiedad de observabilidad de una RP, principalmente para Maquinas de Estados.

Una máquina de Estados (ME) es una $RP(Q, M_0)$, con la propiedad de que para cada $t_i \in T$ se cumple que $|\blacksquare t_i| = 1 = |t_i \blacksquare|$. Una ME es conectada si para cada $u, v \in P \cup T$ existe una trayectoria desde u hasta v y de v hacia u . Una ME es segura si es conectada y además $|M_0| = 1$

Una ME segura exhibe una estructura que permite la caracterización de la observabilidad mediante la Secuencia-Detectabilidad. La Secuencia-Detectabilidad permite verificar el Vector-Disparo-Detectabilidad y el Mercado-Detectabilidad, suficientes para verificar la propiedad de la observabilidad en ME seguras y conectadas [7]. El primer algoritmo implementado permite la construcción de la *Matriz de Detección de Eventos*.

Algoritmo 1: Matriz de Detección de Eventos. Sea (Q, M_0) una ME segura y conectada. La *Matriz de Detección de Eventos* $E(Q) = E[n-1, n-1]$ etiquetada con columnas como t_1, \dots, t_{n-1} y filas como t_2, \dots, t_n . Donde las entradas de la matriz están dadas de acuerdo al diagrama de flujo de la Fig. 2. El algoritmo recibe como entrada la matriz de incidencia C de la RP y la matriz φ que representa la función de salida e indica en qué lugares están los sensores en la red. El algoritmo itera por todos los pares de transiciones y marca con el símbolo de vacío aquellos pares que distinguen. Por el contrario, marca con el producto cruz de sus transiciones de salida a aquellos pares que se confunde.

La salida de este algoritmo es la *Matriz de Detección de Eventos* (Matriz de Evento-Detectabilidad), denotada como $E(Q)$.

El segundo algoritmo implementado toma como entrada la *Matriz de Detección de Eventos* y produce la *Matriz de Detección de Secuencias*, que para el caso de redes tipo ME seguras y

conectadas corresponde a la *Matriz de Observabilidad*.

Algoritmo 2: Matriz de Observabilidad (Matriz de Detección de Secuencias). Sea $E(Q)$ la matriz de Detección de Eventos del *Algoritmo 1*. Este algoritmo itera por todas las entradas vacías en $E(Q)$ de manera recursiva. Primero, elimina toda ocurrencia en $E(Q)$ del par formado por el renglón y la columna correspondientes a una entrada vacía en particular. El resultado de dicho proceso de eliminación puede ser nuevas entradas vacías en $E(Q)$, por lo que el algoritmo se aplica de manera recursiva. El diagrama de flujo de la Fig. 3 muestra los pasos recursivos del algoritmo. El resultado es la *Matriz de Observabilidad* $E^s(Q)$, que para el caso de ME seguras y conectadas representa su *matriz de Detección de Secuencias*.

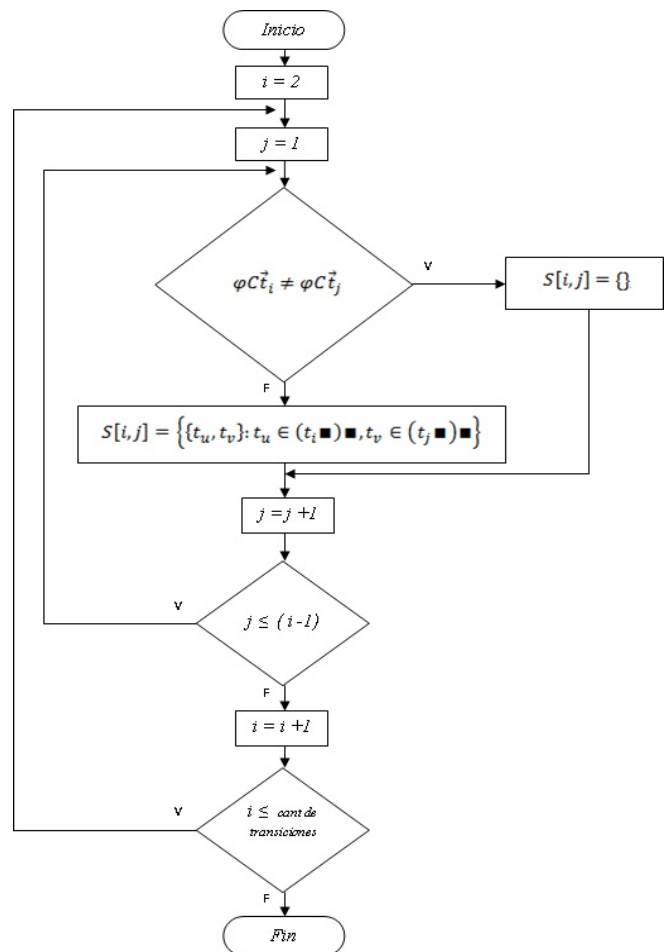


Fig. 2. Diagrama de flujo matriz detección de eventos.

La Matriz de Detección de Secuencias tiene varias propiedades interesantes. Primero, en caso de ser vacía, implica directamente la propiedad de Secuencia-Detectabilidad de una ME. Segundo, se utiliza como punto de entrada para el diseño de un Observador de Secuencias. El observador de secuencias se puede implementar en el diagrama de la Fig. 1 para realizar simulaciones en entornos como Matlab/Simulink lo que permite verificar cuestiones de desempeño, como la constante de convergencia del observador. El siguiente ejemplo ilustra la utilización de los algoritmos anteriores.

IV. Ejemplo Ilustrativo

Ejemplo: Considérese la red mostrada en la Fig. 4. Esta ME es segura y conectada. Cuenta con 8 lugares y 8 transiciones. Sin embargo tiene únicamente 3 sensores, denotados por las letras mayúsculas A, B, y C. La distribución de los sensores en los lugares de la red se detalla en la misma figura. La distribución de sensores tiene toda la intención de mostrar el concepto de observabilidad, ya que provoca que el observador tenga un gran número de confusiones al inicio y durante toda la evolución del sistema. Por ejemplo, si el marcado inicial pone una marca en el lugar p_1 , entonces el observador no puede determinar si la marca se encuentra en p_1, p_3, p_5 o p_7 .

La Tabla 1 muestra el resultado de la ejecución del Algoritmo 1. Se nota una gran cantidad de entradas no vacías, que representan pares de transiciones que por sí mismas se confunden. Además, dichas entradas contienen pares de transiciones a las salidas de los pares originales

Por ejemplo, en la entrada $S[t_3, t_1]$ aparece el par $\{t_4, t_2\}$ debido a que el disparo de t_3 hace el cambio del sensor A al B de la misma manera que el disparo de t_1 lo hace. En este caso, el Algoritmo 1 coloca en la matriz las transiciones que le siguen a t_3 y a t_1 , que son t_4 y t_2 , respectivamente. Lo mismo sucede con otras entradas mostradas en la Tabla 1.

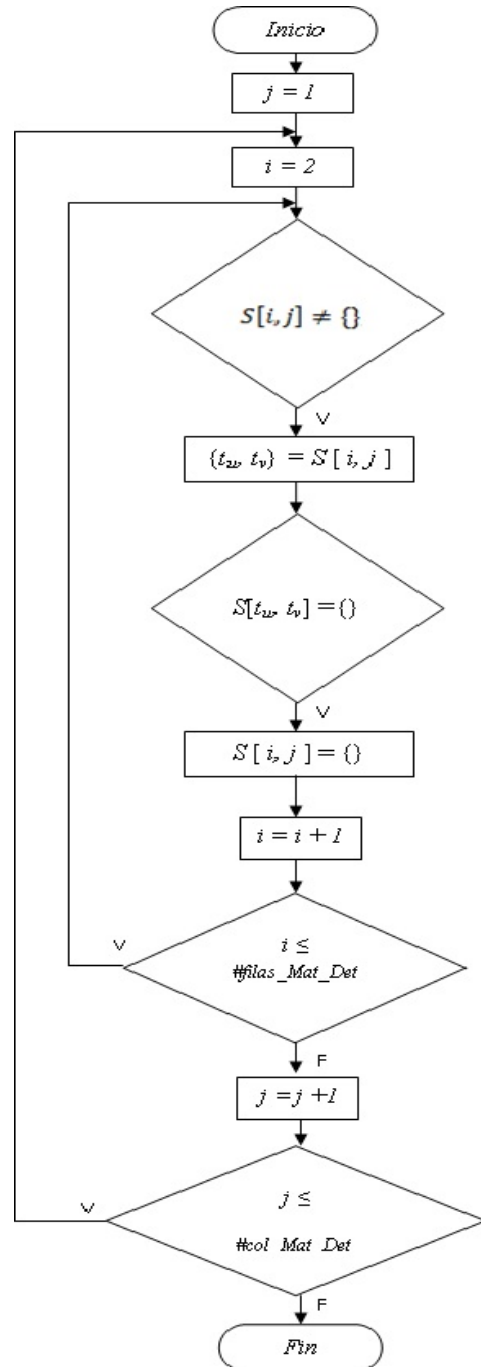


Fig. 3. Diagrama de flujo matriz de detección de secuencias.

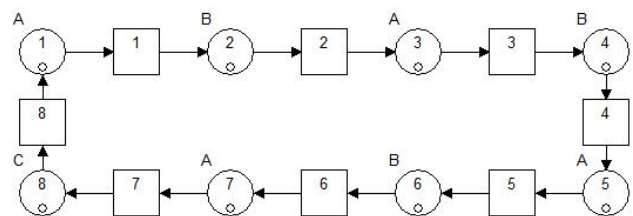


Fig. 4. Máquina de estados segura y conectada

t_2	{ }						
t_3	{ t_4, t_2 }	{ }					
t_4	{ }	{ t_5, t_3 }	{ }				
t_5	{ t_6, t_2 }	{ }	{ t_6, t_4 }	{ }			
t_6	{ }	{ t_7, t_3 }	{ }	{ t_7, t_5 }	{ }		
t_7	{ }	{ }	{ }	{ }	{ }	{ }	
t_8	{ }	{ }	{ }	{ }	{ }	{ }	{ }
	t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6	t_7

Tabla 1. Matriz $E(Q)$ del algoritmo 1.

Posteriormente se ejecuta el Algoritmo 2 sobre la matriz de Detección de Eventos $E(Q)$ mostrada en la Tabla 1. El resultado se muestra en la Tabla 2. Este segundo algoritmo busca las entradas vacías en $E(Q)$ y elimina el correspondiente par de transiciones de cualquier otra entrada donde aparece.

Por ejemplo, la entrada $S[t_7, t_5]$ es vacía, lo que permite eliminar el par $\{t_7, t_5\}$ de la entrada $S[t_6, t_4]$. Esto a su vez provoca que la entrada $S[t_6, t_4]$ se vuelva vacía, lo que permite eliminar el par $\{t_6, t_4\}$ de la entrada de $S[t_5, t_3]$. El Algoritmo 2 se aplica de manera recursiva, con cada nueva entrada vacía, lo que permite propagar las nuevas entradas vacías. Utilizando las nuevas entradas vacías que se generan, es posible eliminar los pares $\{t_5, t_3\}$ y $\{t_7, t_3\}$ de la entrada $S[t_4, t_2]$ y $S[t_6, t_2]$ respectivamente. Finalmente, las entradas $S[t_3, t_1]$ y $S[t_5, t_1]$ también llegan a ser vacías, con lo que la tabla completa llega a ser vacía, con lo que se verifica la observabilidad de la red. La construcción de $E^S(Q)$ permite la obtención de un Observador de Secuencias. Las cadenas de secuencias del ejemplo de la Fig. 4 se muestran en la Tabla 3. Estas secuencias permiten a un observador dar seguimiento a la evolución del sistema y realizar estimaciones acerca de su estado. La longitud más larga de las secuencias en la tabla determina la velocidad de convergencia del observador. El ejemplo se eligió de tal manera que tuviera una constante de convergencia grande.

t_2	{ }						
t_3	{ }	{ }					
t_4	{ }	{ }	{ }				
t_5	{ }	{ }	{ }	{ }			
t_6	{ }	{ }	{ }	{ }	{ }		
t_7	{ }	{ }	{ }	{ }	{ }	{ }	
t_8	{ }	{ }	{ }	{ }	{ }	{ }	{ }
	t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6	t_7

Tabla 2. Matriz $E^S(Q)$ del algoritmo 2.

t_3	t_4	t_5	t_6	t_7		
t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6	t_7
t_4	t_5	t_6	t_7			
t_2	t_3	t_4	t_5	t_6	t_7	
t_5	t_6	t_7				
t_6	t_7					
t_7						
t_8						

Tabla 3. Secuencias del observador

V. Conclusiones

En este trabajo se presenta la implementación de algoritmos para la construcción de observadores para sistemas de eventos discretos, modelados mediante Redes de Petri. El artículo se centra específicamente en Máquinas de Estado, debido a que su estructura esta bien definida y han sido ampliamente estudiadas en la literatura. El primer algoritmo obtiene como resultado la Matriz de Detección de Eventos, la cual sirve como entrada a un segundo algoritmo que da como resultado la Matriz de Detección de Secuencias. La primera matriz determina las transiciones que se detectan inmediatamente unas de otras, mientras que la segunda matriz determina las secuencias de transiciones que se distinguen de aquellas que no lo hace. Los algoritmos presentados permiten la construcción de observadores de secuencias, además de obtener información, como las cadenas de secuencias, que se pueden utilizar en el análisis de sistemas de eventos discretos.

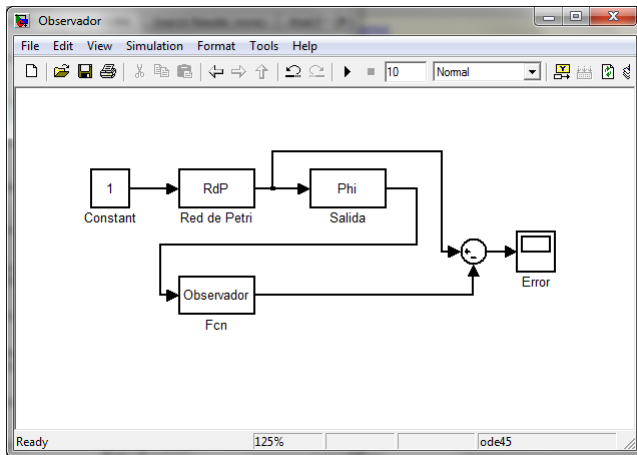


Fig. 5. Diagrama de flujo matriz detección secuencias.

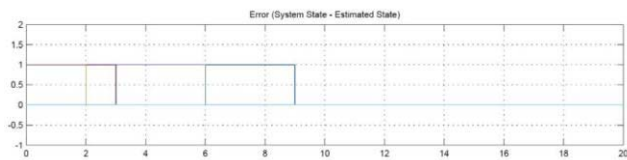


Fig. 6. Diagrama del error del observador.

Los resultados en simulación muestran que los algoritmos se pueden utilizar para simular el comportamiento del observador en Matlab/Simulink a fin de observar su desempeño previo a su implementación.

VI. Referencias

- [1] Lafortune Stephane, Cassandras Christos, Introduction to Discrete Event Systems, vol. 11, Int. Series on Discrete Event Dynamic Systems. Springer, 1999.
- [2] J.F. Sánchez-Blanco, A. Ramirez-Trevino, and A. Santoyo, "Multiple specification regulation control in interpreted petri nets," IEEE Proc. Int. Conf. SMC, 2004, vol. 5, pp. 4989—4994.
- [3] Y. Li, W. M. Wonham, "Control of Vector Discrete-Event Systems. I. The base model", IEEE Trans. Automatic Control, vol. 38(8):1214—1227, 1993. 0018-9286.
- [4] R. Campos-Rodríguez, CINVESTAV-IPN, Tesis de Doctorado: "Algoritmos para el Control de Sistemas de Eventos Discretos bajo Observación Parcial del Estado", Guadalajara, Jalisco, México, Junio de 2007.
- [5] J. Desel, J. Esparza, Free Choice PetriNets, Cambridge Tracts in Theoretical Computer Science, Cambridge University Press, Nueva Edición, Septiembre 8, 2005, ISBN-10: 0521019451.
- [6] R. Campos-Rodríguez, M. Alcaraz-Mejía. "A matlab/simulink framework for the design of controllers and observers for discrete-event systems", Electronics and Electrical Engineering, No. 3(99), 2010, ISSN 1392-1215.
- [7] R. Campos-Rodríguez, A. Ramirez-Trevino, E. Lopez-Mellado, "Observability Analysis of Free-choice Petri net Models," IEEE Proc. System of System Eng., 2006, pp. 77-82.
- [8] M. Silva, Las redes de Petri: En la automática y la informática, Editorial AC, 1985, ISBN-10: 8472880451.
- [9] R. Campos Rodríguez, M. Alcaraz Mejía, J. Mireles Garcia, "Supervisory control of discrete event systems using observers", Control & Automation, 2007. MED '07. Mediterranean Conference on Publication Date: 27-29, June 2007, Págs: 1-7, ISBN: 978-1-4244-1282-2, Digital Object Identifier: 10.1109/MED.2007.4433816.
- [10] A. Ramirez Treviño, I. Rivera Rangel, E. López Mellado, "Observability of discrete event systems modeled by interpreted Petri Nets", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 19, No. 4, August 2003.

VII. Autores

M. en C. Diego Ulises Carranza Sahagún es Ingeniero en Computación por la Universidad de Guadalajara (1999) Obtuvo el grado de Maestría en Computación Aplicada, (mención Programación) en la Universidad Marta Abreu de las Villas, Cuba. (2002) Actualmente se desempeña en el área de programación de sistemas y es estudiante del Doctorado en Ciencias en el CUCiénega de la Universidad de Guadalajara

Dr. Raúl Campos Rodríguez es Ingeniero en Computación por la Universidad de Guadalajara, (2000). Estudió la Maestría (2002) y Doctorado (2007) en Ciencias en Ingeniería Eléctrica en el CINVESTAV-IPN Actualmente es profesor-investigador en el Departamento de Electrónica, Sistemas e Informática del ITESO A.C., donde además coordina la Especialidad en Sistemas Embebidos.

Dra. Mildreth Alcaraz Mejía es Ingeniero en Sistemas Computacionales por el Tecnológico de Colima (2000). Estudió la Maestría (2002) y Doctorado (2007) en Ciencias en Ingeniería Eléctrica en el CINVESTAV-IPN. Actualmente es profesor-investigador en el Departamento de Electrónica, Sistemas e Informática del ITESO A.C., donde además coordina la Maestría en Sistemas Computacionales.

Dr. Cuauhtémoc Acosta Lúa es Ingeniero en Electrónica por el Tecnológico de Morelia (2001). Obtuvo los títulos de Maestro (2003) y Doctor (2007) en Ciencias con especialidad en Ingeniería Eléctrica en el CINVESTAV-IPN. Actualmente es profesor-investigador en el CUCiénega, Universidad de Guadalajara.

Simulación en Simulink-PSIM del Control por Pasividad de un Motor Síncrono de Imanes Permanentes (PMSM)

Braulio Lozano Hernández**, ***Jacob Javier Vásquez San Juan**, *Rangel Magdaleno José de Jesús**, *****Hugo Ramírez Leyva**

*Universidad Politécnica de Puebla, brauliosmg@yahoo.com.mx, jacob.vasquez@uppuebla.edu.mx.

** Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica, jrangel@inaoep.mx.

*** Universidad Tecnológica de la Mixteca, leyvah@mixteco.ut.mx.

Resumen

El cuidado del medio ambiente ha originado diversas innovaciones tecnológicas para disminuir la contaminación, ocasionada principalmente en las zonas urbanas por el uso del automóvil con motor de combustión interna; por tal razón se buscan nuevas opciones de propulsión, una de éstas es el uso de motores completamente eléctricos. Existe una diversidad de motores eléctricos, los avances tecnológicos y de manufactura han permitido que los motores síncronos de imanes permanentes (PMSM, por sus siglas en inglés) sean una solución viable debido a su rendimiento y accesibilidad. Estos requieren de un control no lineal y una opción para controlarlos es mediante pasividad. En el presente trabajo se realiza el modelado del motor en PSIM y se aplica el control por pasividad. Para el modelo del motor y el inversor se emplea PSIM y para el controlador Simulink. Se muestran las respuestas del sistema completo.

Palabras Clave: Motor síncrono de imanes permanentes (PMSM), Control, Pasividad, Simulink, PSIM.

I. Introducción

Diversas armadoras importantes a nivel mundial han iniciado la introducción de vehículos propulsados por motores híbridos y por motores eléctricos. Chevrolet lanza en este año al mercado el automóvil Spark y BMW su automóvil Smart; ambos con un motor eléctrico de imanes permanentes.

Los motores PMSM, tienen la ventaja de requerir menor mantenimiento comparado con un motor eléctrico con escobillas. En la figura 1 se muestra una clasificación de los tipos de motores para diferentes rangos de potencia empleada, en base a la potencia del motor y el tipo de motor [1], es posible notar que los motores de imanes permanentes (**PM**) cubren el mayor rango de potencia.

Es importante reiterar que los motores síncronos de imanes permanentes **PMSM** tienen una

dinámica no lineal, por lo que requiere de la aplicación de control no lineal. Por esto último, es necesario describir el motor síncrono de imanes permanentes **PMSM**, conocer las ecuaciones que lo representan; y después comprender la teoría de control que se va a aplicar, en este caso, la teoría de control por **pasividad**.

Un método también aplicado para el control de motores síncronos de imanes permanentes (PMSM) es el control de campo orientado (FOC, de sus siglas en inglés), que controla la velocidad del motor [2]; en este trabajo, el accionamiento del PMSM se realiza a través de fibra óptica, con el objetivo de controlar una amplia gama de velocidades.

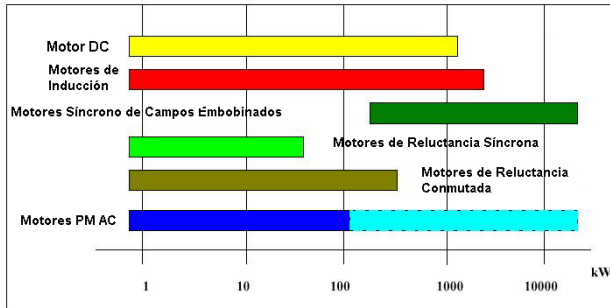


Fig. 1. Motores empleados en accionamientos de velocidad variable [1].

El desempeño del control basado en pasividad de motores síncrono de imanes permanentes, así como, en el motor síncrono con devanado de campo; es mejor que los que tiene el control basado en campo orientado [3]. Además trabajos que traten el modelado, operación y diseño de controladores no es difundido [3]. El modelado recomendable para el diseño del control basado en pasividad es el obtenido aplicando la formulación basada en funciones de energía (metodología Euler-Lagrange) [3].

Una herramienta utilizada actualmente para analizar la actuación del control propuesto, sin realizar la implementación física, es la simulación del sistema; el uso de esta herramienta está ayudando a disminuir costos. En el caso particular del control de motores de imanes permanentes, se han realizado simulaciones en programa SIMNON del control directo de par [4].

También se ha publicado, el control de velocidad por pasividad de un motor de imanes permanentes con su respectiva simulación; demostrando la estabilidad del control aplicado y el buen desempeño en la simulación de este en el programa SIMNON[5].

Una de las formas de representar en diagrama a bloques el sistema de control de lazo cerrado del motor PMSM se muestra en la figura 2, tomando como base este diagrama a bloques se diseñara el control en este trabajo.

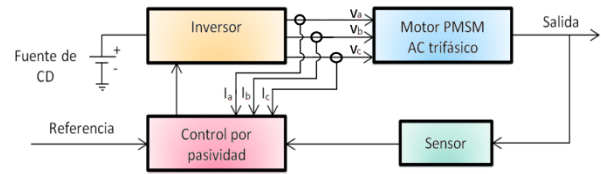


Fig. 2. Diagrama a bloques de un sistema de control a lazo cerrado de un motor PMSM de AC trifásico.

En el presente trabajo se implementó en Simulink el control por pasividad del PMSM y el PMSM e inversor en PSIM, realizando una cosimulación entre los dos programas y se obtiene la simulación de la respuesta del control por pasividad.

Motor eléctrico síncrono de imanes permanentes (PMSM) de corriente alterna trifásico.

La integración de imanes permanentes de alta energía y la evolución de las herramientas de diseño asistido (CAD) han permitido que los PMSM amplíen sus aplicaciones en el mercado [6]. Los motores síncronos tienen la característica principal que la velocidad es proporcional a la frecuencia del voltaje aplicado a su estator [7]. Además que la velocidad con que gira el rotor es igual a la del campo magnético giratorio generado por el estator, de aquí que son llamados síncronos.

Además los motores de imanes permanentes tienen una alta eficiencia, sobrepasando 95% [8]. Y también la razón peso-potencia es mayor que otros motores eléctricos [8].

Una de las principales característica de los PMSM es que no posee bobinas de excitación en el rotor, las que son reemplazadas por imanes permanentes [8]. Otra característica que tienen estos motores es que son menos susceptibles a sufrir recalentamientos, debido a que las bobinas están enrolladas en el estator y hace que su refrigeración sea simple; los motores de baja potencia son enfriados por aire [8].

El motor de imanes permanentes alimentado con CA trifásico genera un campo magnético giratorio de magnitud constante [9]. La velocidad del campo magnético giratorio esta dado por la ecuación 1 [3].

$$n_s = \frac{120f}{P} \quad (1)$$

Dónde:

n_s = Velocidad del campo magnético (rpm)

f = Frecuencia eléctrica (Hz)

P = Número de polos

En estado estacionario gira a esta misma velocidad el rotor del motor [3].

También se puede interpretar de la ecuación 1, que la velocidad depende de la frecuencia del voltaje aplicado a los devanados del estator y del número de polos, y no de la carga mecánica que es aplicada al motor [3].

Por construcción, los motores de imanes permanentes tienen fijo el número de polos; por lo que, si se mantiene la misma frecuencia del voltaje de la armadura, la velocidad del motor se mantendrá constante en cualquier carga hasta la potencia máxima [3].

Los motores síncronos de bajo número de pares de polos son de altas velocidades y los de mayor número de pares de polos son para velocidades bajas [3].

La relación que existe entre el desplazamiento angular eléctrico θ_e y el desplazamiento angular mecánico θ_m , esta expresado en la ecuación 2 [3].

$$\theta_e = n_p \theta_m \quad (2)$$

Donde:

θ_e = Desplazamiento angular eléctrico del motor.

n_p = Número de pares de polos.

θ_m = Desplazamiento angular mecánico del motor.

La ecuación 2 es importante debido a que generalmente el valor que se puede medir es el desplazamiento mecánico

II. Modelado del motor síncrono de imanes permanentes

El modelo del motor eléctrico de imanes permanentes referenciado en un sistema trifásico estático es complicado; y es simplificado aplicando la transformación de Clark a un sistema de referencia de dos ejes [4] para obtener la ecuación 3. Las dos transformaciones usadas son α y β , y estos son ortogonales entre sí.

La transformación de Park asociada al rotor se le llama dq y es un sistema de referencia de dos ejes que giran a la velocidad del rotor, y se obtiene la ecuación 4 [4]. En la figura 3 se muestra la relación de ejes en dq .

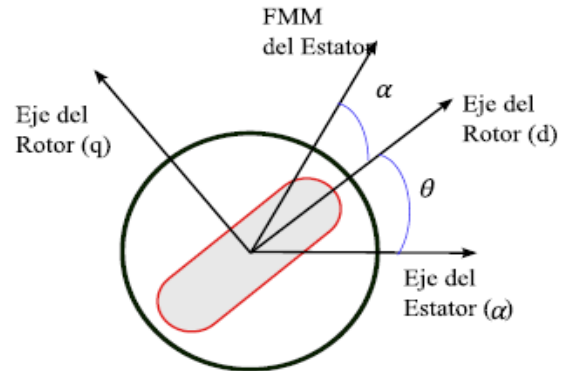


Fig. 3. Representación de motor PMSM en los ejes dq [4].

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

Donde:

V_d y V_q son voltajes en el eje de referencia dq. i_d e i_q son corrientes en el eje de referencia dq.

V_a , V_b y V_c son voltajes de la línea trifásica.

θ desplazamiento angular de los ejes del estator y del rotor.

El modelo del motor eléctrico de imanes permanentes en el sistema de referencia **dq** esta expresado en las dos ecuaciones (5) y (6), que a continuación se presentan:

$$L_d \frac{di_d}{dt} = \omega_r L_q i_q - R i_d + V_d \quad (5)$$

$$L_q \frac{di_q}{dt} = -\omega_r (L_d i_d + \Psi_{PM}) - R i_q + V_q \quad (6)$$

Donde:

V_d y V_q son voltajes en el eje de referencia dq. i_d e i_q son corrientes en el eje de referencia dq. V_a , V_b y V_c son voltajes de la línea trifásica.

L_d y L_q son las inductancias.

R es la resistencia del estator.

Ψ_{PM} es la magnitud del flujo de los imanes permanentes.

ω_r es la velocidad eléctrica del motor [rpm].

En cuanto al modelado de la parte mecánica del motor, la carga está representado por la ecuación (7), y el par generado por el motor se representa en la ecuación (8) [4]; si $L_d = L_q = L_0$ el par de carga está sólo en función de la corriente.

$$\frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} = \tau_e - T_L - T_f - \frac{b\omega_r}{P} \quad (7)$$

$$\tau_e = \frac{3}{2} P [i_d i_q (L_d - L_q) + i_q \Psi_{PM}] = \frac{3}{2} P \Psi_{PM} i_q \quad (8)$$

Donde:

τ_e = Par del motor.

T_L = Par de carga.

T_f = Par de fricción.

J = Momento de inercia.

P = Número de par de polos.

Sustituyendo la ecuación (8) en (7), y conociendo que $\omega_r = P\omega_m$ es la relación entre la velocidad eléctrica y mecánica del motor. Se obtiene la ecuación (9).

$$\frac{2}{3} \frac{J}{P^2} \frac{d\omega_r}{dt} = \Psi_{PM} i_q - \frac{2}{3P} (T_L + \frac{b\omega_r}{P}) \quad (9)$$

Con las ecuaciones (5), (6) y (9); el sistema se representa en ecuaciones diferenciales, y se obtiene la ecuación (10).

$$\begin{bmatrix} L_d \frac{di_d}{dt} \\ L_q \frac{di_q}{dt} \\ \frac{2}{3} \frac{J}{P^2} \frac{d\omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_r L_q i_q - R i_d + V_d \\ -\omega_r (L_d i_d + \Psi_{PM}) - R i_q + V_q \\ \Psi_{PM} i_q - \frac{2}{3P} (T_L + \frac{b\omega_r}{P}) \end{bmatrix} \quad (10)$$

Para la aplicación de pasividad es necesario expresar el sistema de la forma de la ecuación (11). Las variables de estado son i_d , i_q y ω_r .

$$A\dot{X} = J(u)X - RX + Bu + \varepsilon \quad (11)$$

Realizando las conversiones necesarias se obtiene:

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{3} \frac{J}{P^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} 0 & \omega_r L_q & 0 \\ \omega_r L_d & 0 & -\Psi_{PM} \\ 0 & \Psi_{PM} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} \\
 &- \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2b}{3P^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{2}{3P} \end{bmatrix} T_L \quad (12)
 \end{aligned}$$

Para que el sistema sea controlable por pasividad, se debe cumplir las siguientes condiciones:

$$J^T(u) = -J(u) \quad (13)$$

$$R^T(u) = R \quad (14)$$

Esto se cumple si $L_d = L_q$ y $\Psi = k_m$ y como la Matriz R es una matriz diagonal, su transpuesta es la misma matriz.

Para aplicar la técnica de pasividad es necesario crear una copia del sistema y se define como a continuación se muestra:

$$A\dot{X}^* = J(u^*)X^* - RX^* + Bu^* + \varepsilon \quad (15)$$

Restando la ecuación 15 a la 11, nos queda.

$$\begin{aligned}
 A\dot{X} - A\dot{X}^* &= J(u)X - RX + Bu \\
 + \varepsilon - J(u^*)X^* &+ RX^* - Bu^* - \varepsilon \quad (16)
 \end{aligned}$$

$$A\dot{e} = J(u)X - R + Be_u - J(u^*)X^* \quad (17)$$

Donde :

$$e = X - X^*$$

$$e_u = u - u^*$$

$$u = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d^* - \gamma_1(I_d - i_d^*) \\ V_q^* - \gamma_2(I_q - i_q^*) \end{bmatrix} \quad (18)$$

El valor deseado de: V_d^*, V_q^*, i_d^* e i_q^* se obtiene a partir del punto de equilibrio del sistema:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_r^* L_q i_q^* - R i_d^* + V_d^* \\ -\omega_r^* (L_d i_d^* + \Psi_{PM}) - R i_q^* + V_q^* \\ \Psi_{PM} i_q^* - \frac{2}{3P} (T_L + \frac{b\omega_r}{P^2}) \end{bmatrix} \quad (19)$$

Despejando y separando las ecuaciones de la ecuación 19.

$$V_d^* = R i_d^* - \omega_r^* L_q i_q^* \quad (20)$$

$$V_q^* = R i_q^* + \omega_r^* (L_d i_d^* + \Psi_{PM}) \quad (21)$$

$$i_q^* = \frac{1}{\Psi_{PM}} \frac{2}{3P} (T_L + \frac{b\omega_r}{P}) \quad (22)$$

Para tener el máximo torque $i_d^* = 0$, sustituyendo esto en la ecuación (20), se obtiene el valor deseado.

$$V_d^* = -\omega_r^* L_q i_q^* \quad (23)$$

$$V_q^* = \omega_r^* (L_d i_d^* + \Psi_{PM}) \quad (24)$$

$$i_q^* = \frac{1}{\Psi_{PM}} \frac{2}{3P} (T_L + \frac{b\omega_r}{P}) \quad (25)$$

Simulación del controlador en Simulink, motor e inversor en PSIM

La simulación es una herramienta utilizada para disminuir costos en el diseño y comprobar el funcionamiento; en este trabajo, de la figura 2, se usará el programa Simulink para implementar el control por pasividad y PSIM para simular el motor PMSM y el inversor. Para observar el comportamiento del control por pasividad que se está implementado se representan los siguientes bloques en el programa de simulación en Simulink.

CONTROL: Bloque del control por pasividad en Simulink.

PMSM: Bloque del motor síncrono de imanes permanentes en PSIM.

INVERSOR: Bloque del inversor en PSIM.

Implementación del control en Simulink

El control basado en pasividad que está representado en las ecuaciones (18), (23), (24) y (25); se implementará en Simulink, así como la transformación de Clark y Park de las ecuaciones (3) y (4). Los bloques con que cuenta el programa de Simulink permiten representar las ecuaciones matemáticas; como ejemplo de esto, parte de la ecuación (4), se muestra en la figura 4. De la misma manera se realiza con las otras ecuaciones del control.

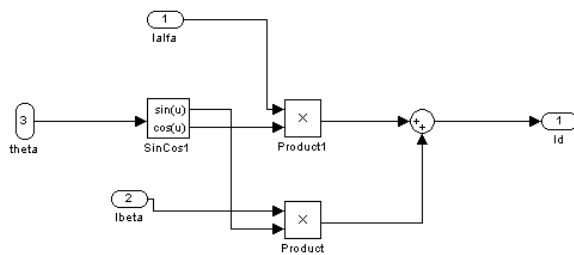


Fig. 4. Representación de una parte de la transformada de Clark y Park en Simulink.

Es importante mencionar que las constantes para un motor específico se han colocado fuera del bloque de control, con el fin de cambiarlos dependiendo del motor de imanes permanentes a emplear, así como las variables como α y β , para realizar con ellas la sintonización del control y cambiar los valores con los cuales la respuesta es óptima.

Aprovechando la interconexión que tiene Simulink con PSIM se realiza una cosimulación entre estos dos programas y se integran en Simulink los bloques de PSIM que contienen al INVERSOR y al motor PMSM, como se muestra en la figura 5. Esto se realiza con la finalidad de

simular todos los elementos que intervienen en el control del motor.

El inversor se implementa con un par de fuentes de corriente de directa que alimentan un puente de IGBTs para generar la señal que se envía al motor de imanes permanentes. La modulación se realiza empleando PWM, comparando la señal de entrada atenuada y con una señal triangular para obtener las señales de disparo de los transistores de potencia. Como puede apreciarse en la figura 6.

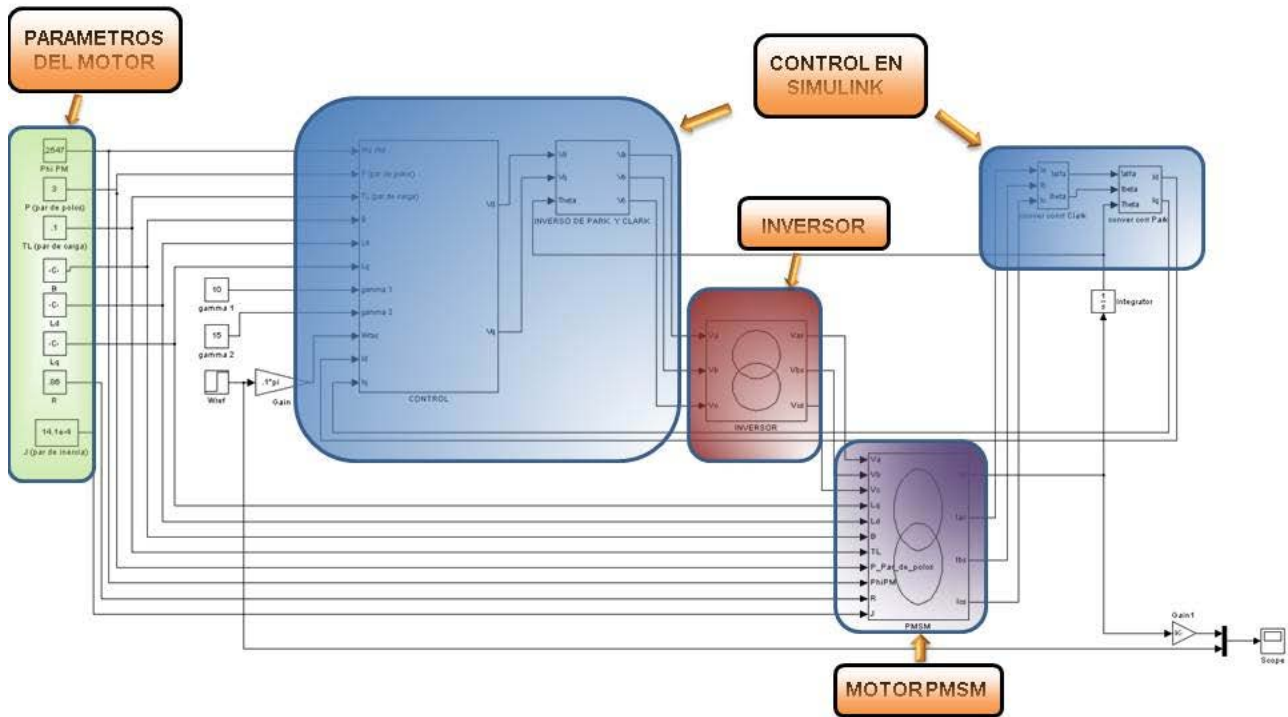


Fig. 5. Diagrama del control, inversor y motor PMSM en Simulink.

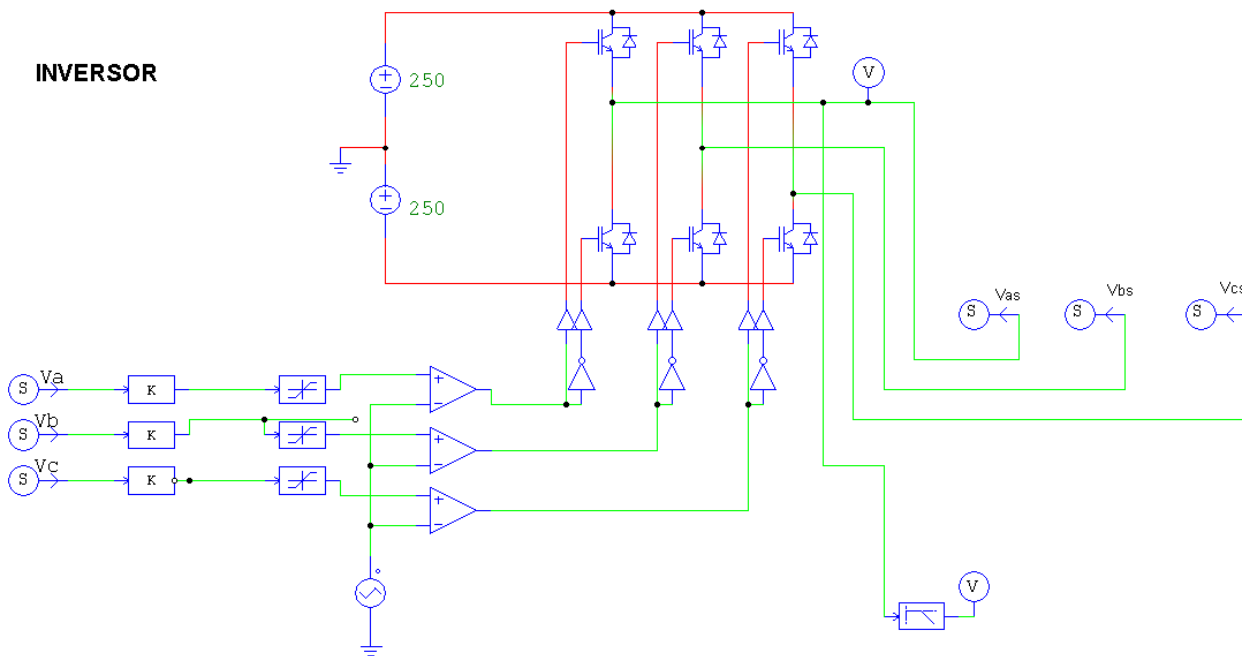


Fig. 6. Inversor implementado en PSIM.

III. Resultados

Realizando la cosimulación del sistema, con $\gamma_1=26$ y $\gamma_2=5$, que son ganancias del controlador, se obtiene la gráfica que se muestra en la figura 7, en la cual se varía la señal de referencia para realizar seguimiento.

Es posible notar que se obtiene un tiempo de establecimiento cercano a 50ms.

Los resultados de la simulación permiten observar el comportamiento del sistema completo y comprobar su correcto funcionamiento.

Con los resultados de la simulación es posible pasar a una etapa de implementación en la que se considera un FPGA.

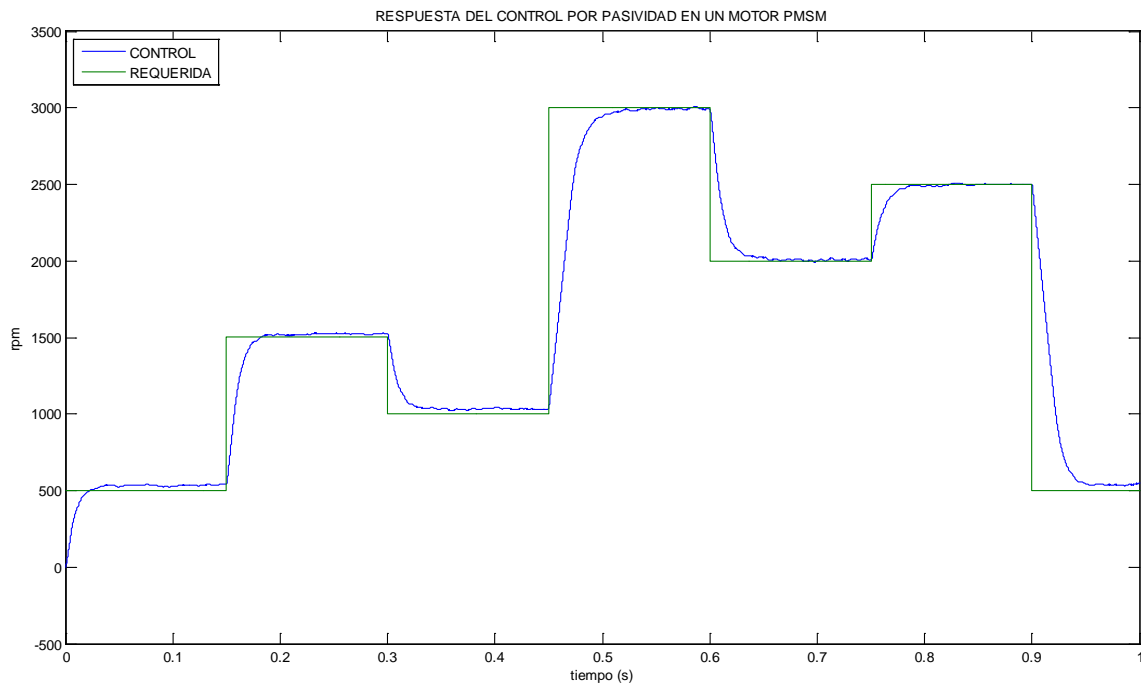


Fig. 5. Respuesta del control por pasividad cosimulado en Simulink y PSIM.

IV. Conclusiones

La simulación del control de un PMSM por la técnica de pasividad implementado en Simulink es viable y tiene una respuesta rápida al cambio de revoluciones solicitado. Para su comprobación se realizó el modelo del motor y el inversor en PSIM, y el controlador en simulink, lo que permite contar con el sistema completo para simular el comportamiento bajo diversas situaciones. Como trabajo futuro se pretende la implementación del controlador en un FPGA, razón por la cual está simulación es fundamental para determinar los tiempos de retardo para tal implementación.

V. Bibliografía

- [1] R. J. Kerkman, G. L. Skibinski y D. W. Schlegel, «AC Drives: Year 2000 (Y2K) and Beyond,» de In Proc. of APEC99 Conference. Dallas, Texas, 1999.
- [2] D. Vindel Muñoz, Design, Simulation and Implementation of a PMSM Drive System, Chalmers University of Technology, 2011.
- [3] M. A. Duran Fonseca, Diseño de un controlador no lineal basado en pasividad de un motor síncrono, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, 2004.
- [4] F. H. Ramírez Leyva, J. J. Vásquez San Juan y E. Peralta Sánchez, «Control de Velocidad por Pasividad de un Motor de Imanes Permanentes y su simulación en Simnon,» p. 11, 2011.
- [5] F. H. Ramírez Leyva, E. Peralta Sánchez y J. J. Vásquez San Juan, Simulación en SIMNON del Control Directo de Par de un Motor de Imanes Permanentes, 2011.
- [6] G. I. Palafox Alvarado, Diseño y construcción de un vehículo eléctrico con variador de velocidad mediante un convertidor CD-CD, Universidad Tecnológica de la Mixteca, 2009.
- [7] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley y S. D. Umans, Electric Machinery, McGraw-Hill series in electrical engineering: Power and energy, 2003.
- [8] M. Rodríguez Arna, Estimación de posición y control simplificado de corriente para motores BLDC, usando tecnología DSP., Pontificia Universidad Católica de Chile. Escuela de Ingeniería., 2002.
- [9] P. Kundur, N. J. Balu y M. G. Lauby, Power system stability and control, EPRI power system engineering series, 1994.
- [10] E. L. Carrillo Arroyo, Modelig and simulation of permanent magnet synchronous motor drive system, University of Puerto Rico Mayagüez Campus, 2006.
- [11] M. d. C. Pacheco Arteaga, Tecnicas de Control Basadas en Pasividad aplicadas a un Motor de Inducción, Universidad Autonoma de Nuevo Leon, 1994.
- [12] D. Langarica Córdoba, Control de un Motor Brushless para Aplicación a Vehiculos Eléctricos, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, 2010.

Human Health and the Electromagnetic Fields Radiated by the RFID System

Ricardo Meneses, Laura Montes, Arturo Hernández

Instituto Politécnico Nacional, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Campus Zacatenco
Laboratorio de Compatibilidad Electromagnética, Col. Lindavista, C. P. 07738, México, D. F.,
rmeneseg@ipn.mx.

Abstract

Radio Frequency Identification System, RFID, is a recently wireless communication system, used to identify objects or people with no physical contact or visual supervision with an unlimited amount of applications, for instance, consumer packaged goods, animal identification, waste management systems, hospitals, libraries, vehicular identification and even humans tagged with RFID chips, etc. Nevertheless, RFID electromagnetic emissions may jam to other electronic devices living side by side around the same indoor or outdoor environment, and, on the contrary the RFID System can be jammed by them. On the other hand, is there a chance that the electromagnetic radiation produces biological effects on exposing human body at the work place? In this way the analysis and review of RFID Electromagnetic Compatibility (EMC), as well as a work of popular science, is the focus of this work.

Resumen

El sistema de Identificación por Radio Frecuencia, RFID por sus siglas en inglés, es una tecnología de comunicaciones reciente, usada en identificación remota de objetos sin contacto alguno en aplicaciones tales como bienes empaquetados de consumo, identificación de animales, sistema de administración de desperdicios, hospitales, identificación vehicular además de humanos etiquetados con chips RFID, etc. Sin embargo, las emisiones electromagnéticas producidas por el Sistema RFID pueden interferir a/o ser interferido por otros dispositivos electrónicos conviviendo ya sea en un entorno interior o exterior. Por otra parte ¿las emisiones electromagnéticas (EMI) producidas por RFID son seguras para las personas, esto es, que produzcan un daño biológico a las mismas, en el lugar donde se desempeñan? El análisis y una revisión de la Compatibilidad Electromagnética de RFID (EMC), así como artículo de divulgación es el objetivo de este trabajo.

Keywords: RFID, Reader, Tag, EMI, EMC.

I. Introduction

Radio Frequency Identification System, a wireless communication system, consists of a wireless communication link between a remote transponder (antenna and integrated circuit), known as the tag, containing the information into the memory block, and an interrogator or reader, as shown in Figure 1.

Radio Frequency Identification is now generating significant interest in the marketplace because of its robust application capabilities. RFID enables healthcare facilities improve overall safety and operational efficiency because it operates without line-of-sight while providing read/write capabilities for dynamic item tracking. Even so numerous RFID applications come out for instance:

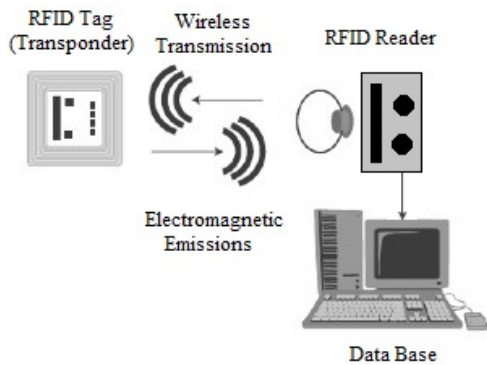


Fig. 1. Basic RFID System.



Fig. 2. RFID Tag on baby.

- Pharmaceutical Applications, that is, Drug Counterfeiting due to RFID tags can help detect products that are: Counterfeit or fake, tampered with, adulterated or substituted, and unacceptable (i.e., expired, discarded, returned, recalled, etc.) [1-2].
- Inventory Management, that is, manufacturers and distributors need improved visibility throughout the supply chain to gain an accurate account of inventory.
- Medical Device and Asset Tracking, surgical instruments and other devices must be properly cleaned and packaged between uses [3].
- Patient tracking, that is, patient identification and location assistance [3]. Figure 2 shows a baby carrying an RFID tag in order to keep an eye on him, and prevent a kidnap attempt, to store the baby medical history, baby identification, etc.
- Product tracking as vehicular Identification and cattle tracking [4], as shown in Figure 4.

- RFID Hash, that is, companies in the oil and gas, chemical, mining, construction and energy industries are using RFID-enabled technologies to increase operational safety and efficiency.



Fig. 3. RFID Tag on cattle.

Nevertheless the RFID system works in each particular application side by side at outdoor environment with other communication systems, under a complex and violent electromagnetic environment due to the radio link formed by the reader, the tag and between them, the media propagation, is exposed to electromagnetic disturbances, due to reflections off objects. The reader demodulates the data retrieved from the tag, decodes the received data and energizes in the case of passive tag, which should be detectable with necessary backscattered power to recover the data by the reader, constrained to local regulations.

In this way, due to RFID System is based on the use of electromagnetic fields, which is an emission that can be explained in terms of energy, fields or radiation defined as the propagation of energy through space in the form of waves or particles, so, there is no doubt that the system can be jammed or jam other electronic devices. The RFID System applied to Healthcare operating under a complex electromagnetic environment as shown in Figure 4, could jam the medical electronic device and/or can be jammed by the communications systems around the medical area radiating electromagnetic energy, and there is a chance that the electromagnetic radiation produces biological effects on exposing human body. In this way one might ask whether if RFID safe in the work place is? Let us analyze the two cases, interference on other electronic devices or biological effects to people around the area.

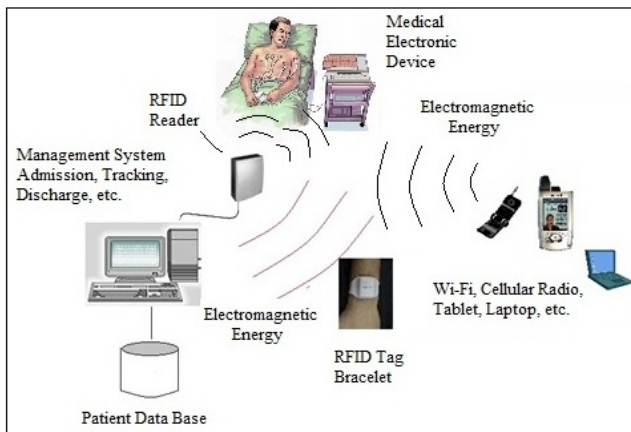


Fig. 4. RFID applied to Health'care.

II. RFID electromagnetic compatibility

A. Effects Caused by RFID Electromagnetic Fields

RFID channel operates under a complex electromagnetic environment, that is, the radio waves emitted by the reader, are propagated through free space, and during its trajectory may be attenuated and reflected from the ground and by surrounding objects [5,6]. The reflected waves

are added or destroyed before reaching the destination, the tag, due to each ray bounces and penetrates different objects included in the environment; if it is an indoor environment, walls, ceiling, furniture, people, etc., and of course, in electronic devices if these ones are not protected against electromagnetic interference (EMI), in this way, the material of the cabinet walls of the electronic devices has to be taken into account since some non-metallic materials can be transparent at some frequencies. A small air vent slot is enough to allow interference penetration as shown in Figure 5.

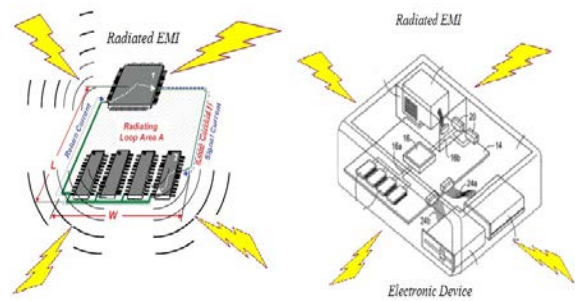


Fig. 5. Electronic device under radiated EMI attack.

Graphic in Figure 6 shows the electromagnetic performance of the radio channel, measured by the team in field, under the following particular environment conditions: outdoor environment, line of sight, 4w ERP, RFID UHF Band [7], receiver-transmitter reader antenna installed above the ground, 3 m, and the tag under test strapped on a mobile, approximately 1.2 m. In such a setting, the collected experimental data show a constructive and destructive contribution of the reflected waves in the received power is notorious, the points of maximum level of the received power are due to constructive distribution of the direct and reflected rays, and the points of minimum level are due to destructive contribution.

In this way the ray tracing technique is an efficient tool, where the transmitter is modeled as a source of many rays and it is necessary a detailed description of a

particular indoor/outdoor environment, in order to have an electromagnetic analysis, through measurements, because every point of reflection of each ray has to be characterized in terms of the material surface and geometry.

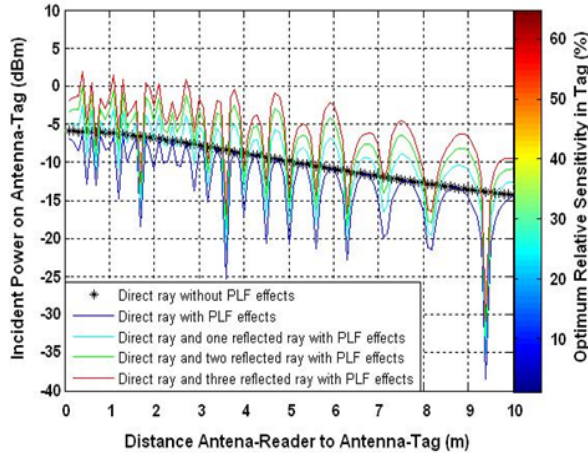


Fig. 6. RFID radio channel performance.

Next expression models the RFID radio channel performance, which values are agree with the achieved experimental data, given by:

$$P_r = P_t G_t G_r (PLF) \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| \frac{1}{r_1} \exp(-jkr_1) + \sum_{i=1}^N \Gamma_T(\alpha_i) \frac{1}{r_i} \exp(-jkr_i) \right|^2 \quad (1)$$

where:

P_r , received power G_t , transmitting antenna gain

$k = 2\pi/\lambda$, wave number P_t , transmitted power

λ , wavelength of radio frequency signal

PLF, polarization loss factor

$r_1 = \sqrt{d^2 + (h_1 - h_2)^2}$, direct ray length

$r_2 = \sqrt{d^2 + (h_1 + h_2)^2}$, reflected ray length

$\alpha = \sin^{-1}(h_1 + (h_2/r_2))$, incidence angle on the reflecting surface

$$PLF = |\cos \theta_p| \quad \theta_p = \tan^{-1} \left[\frac{h_1 - h_2}{d} \right]$$

h_1 and h_2 are the height of the reader antenna and height of the tag antenna respectively

d , separation between antennas

$\Gamma_T(\alpha_i)$, total reflection coefficient

$k_\epsilon = \epsilon_r - j60\sigma\lambda$, complex permittivity

Vertical Polarization [8, 9]:

$$\Gamma_{\parallel}(\alpha) = \frac{k_\epsilon \cos \alpha - \sqrt{k_\epsilon - \sin^2 \alpha}}{k_\epsilon \cos \alpha + \sqrt{k_\epsilon - \sin^2 \alpha}}$$

Horizontal Polarization [8, 9]:

$$\Gamma_{\perp}(\alpha) = \frac{\cos \alpha - \sqrt{k_\epsilon - \sin^2 \alpha}}{\cos \alpha + \sqrt{k_\epsilon - \sin^2 \alpha}}$$

With this information, it is possible select the location where the electronic devices should be installed as well as strengthen protective measures as shielding techniques in order to avoid or minimize EMI.

B. RFID electromagnetic radiation and the biological effects on exposing human body.

There are two different kinds of electromagnetic radiation. The electromagnetic fields can be divided into ionizing radiation and non-ionizing radiation. Ionization is a process that breaks the atom-electron bond, and causes molecular changes that may produce biological damage, which may be long-term or short-term, and occur when a reaction or change in the biological system may be measured subsequent to a RF stimulus, at the moment only short-term effects have been demonstrated.

Fields above 300 GHz are able to break these bonds and are known as Ionizing Fields, thus, RFID frequencies are classified as Non-Ionizing, 145 kHz, 13.56 MHz, 800-900 MHz and 2.4 GHz, and the known effects of this radiation are principally short-term effects caused by heating processes.

The damage caused to the human body due to heating could be produced as a result of the

difficulty of some of its parts to dissipate the heat produced by RF radiation. This is the case, for instance, of the crystalline lens in the eye, whose lack of blood flow makes it one of the most vulnerable elements. Temporary phenomena of sterility have also been observed due to the decrease in the number and mobility of spermatozooids as a result of exposure to high levels of RF electromagnetic radiation and their subsequent heating.

Due to effects and to the existence of the proven health risks of certain types of thermal effects, the International Commission for Non-Ionizing Radiation Protection, ICNIRP [10], has established limits as base for the regulations on Electromagnetic Emissions, and defined significant terms as "induced current density", "specific absorption rate", "energy flow density", no directly measurable, measurable through external electrical/magnetic field intensity. For instance Specific Absorption Rate, "SAR", defines the amount of radiation that is absorbed, and the limit corresponds to $SAR = 4 \text{ W/kg}$ (averaged throughout the entire body); a higher SAR than this limit would thus have harmful effects for health, for instance, with this parameter it has been shown that for an adult

male, in a standing position, the maximum RF energy absorption of the entire body occurs in a frequency range of between 80 and 100 MHz (VHF Band).

Thus, minimum safety and health regulation in the European Union regarding the exposure of workers to risks derived from electromagnetic fields is Directive 2004/40/EC, which limits established are shown in the table 1.

In this way let us analyze the case of RFID UHF Band (915 MHz), where the transmission power is 4 Watts EIRP, thus, in accordance with the directive 2004/40/EC [11], the maximum established exposure level in UHF, Electric Field Strength $= 3f^{1/2}$, that is, $3(915)^{1/2} = 90.74 \text{ V/m}$.

Then, it may be deduced that this limit can be never reached due to in accordance with electromagnetic compatibility it is necessary 100 Watt to generate an Electric Field Strength equal to 10 V/m measured at 3m distance. Graphic in Figure 5 shows the power received at 3 m distance equal to -5 dBm, which it is not enough strength to produce a risk derived from RFID Electromagnetic Field.

Frequency Range	Electric Field Strength, E (V/m)	Magnetic Field Strength, H (A/m)	Magnetic Flux Density, B (μT)	Power Density S_{eq} (W/m^2)	Contact current I_c (mA)	Limb inducing current I_L (mA)
0.025-0.82 KHz	500/f	20/f	25/f	-	1.0	-
0.82-2.5 KHz	610	24.4	30.7	-	1.0	-
2.5-65 KHz	610	24.4	30.7	-	0.4/f	-
65-100 KHz	610	1600/f	2000/f	-	0.4/f	-
0.1 -1 MHz	610	1.6/f	2/f	-	40/f	-
1-10 MHz	610/f	1.6/f	2/f	-	40/f	-
10-110 MHz	61	0.16	0.2	10	40	100
110-400 MHz	61	0.16	0.2	10	-	-
400-2000 MHz	$3f^{1/2}$	$0.008f^{1/2}$	$0.01f^{1/2}$	f/40	-	-
2-300GHz	137	0.36	0.45	50	-	-

Table 1. Directive 2004/40/E.

III. Conclusion

RFID electromagnetic emissions can reach the electronic devices around the operation environment from different paths, that is, multipath propagation, causing a space selective fading as a result of the multipath due to constructive or destructive contribution, thus in order to avoid or minimize EMI, an electromagnetic analysis (EMI measurement) as well as improved shielding techniques should be implemented.

On the other hand, RFID electromagnetic radiation does not produce biological effects on exposing human body, in this way RFID is safe for the people at the work place.

IV. REFERENCES

- [1] E. Cooney, "RFID+: The Complete Review of Radio Frequency Identification", 2005, Cengage Delmar Learning.
- [2] R. Koh, E. M. Schuster, I Chackrabarti, and A. Bellman, "Securing the Pharmaceutical Supply Chain," Auto-ID Center, June 1, 2003.
- [3] W. Shang-Wei, "RFID applications in hospitals: a case study on a demonstration RFID project in a Taiwan hospital", Proceedings of the 39th Hawaii International Conference on System Sciences – 2006.
- [4] N. Chandra Karmakar, Advanced RFID Systems, Security and Applications, pages 188-220, IGI Global, 2013.
- [5] Anderson, H. A. (1993). A Ray Tracing Propagation Model for Digital Broadcast Systems in Urban Areas. IEEE Transaction on Broadcasting vol. 39, no. 3, September 1993.
- [6] J. D. Parsons, "The Mobile Radio Propagation Channel", Second Edition John Wiley & Sons, England 2000.

- [7] 860MHz – 930MHz Class I Radio Frequency Identification Tag Radio Frequency & Logical Communication Interface Specification Candidate Recommendation, version 1.0.1, Auto-Id Center.
- [8] E. C. Jordan and K. G. Balmain, "Electromagnetic Waves and Radiating Systems", 1968, Prentice Hall.
- [9] R. Collin, "Antennas and Radio Wave Propagation", Mc Graw Hill, 1985.
- [10] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, ICNIRP, "Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz)", ICNIRP Publication– 1998.
- [11] Official Journal of the European Union, "Directive 2004/40/EC of the European Parliament and of the Council, 29 april 2004.

V. AUTHORS

Salvador Ricardo Meneses González. P.H.D., ESIME Culhuacán. I.P.N., M.S.E. Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del IPN (CINVESTAV IPN). He is actually professor of Communications and Electronic Engineering Department of Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Campus Zacatenco, ESIME Zacatenco, IPN.

Laura Montes Peralta Electronic and Communication Engineer. She is actually professor of Communications and Electronic Engineering Department of Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Campus Zacatenco, ESIME Zacatenco, IPN.

Arturo Hernández Hernández Electronic and Communications Engineering Student. ESIME, IPN. Member of PIFI (Programa Institucional de Formación de Investigadores).

Nueva Técnica de Arbitraje para Redes de Comunicación Basadas en la Línea Eléctrica como Medio de Comunicación

Oscar Antonio Contreras López, Agustín Ramírez Agundis, Elías J. J. Rodríguez Segura, José Javier Díaz Carmona

Instituto Tecnológico de Celaya, Av. Tecnológico y García Cubas, C.P. 38010, Celaya, Gto., 461 611 75 75, oacl@hotmail.com, agustin.ramirez@itcelaya.edu.mx, elias.rodriguez@itcelaya.edu.mx, javier.diaz@itcelaya.edu.mx.

Resumen

Las redes de comunicaciones no centralizadas presentan diversas ventajas funcionales respecto a las centralizadas, destacando el hecho de que la integridad de la red no depende totalmente de un solo nodo y la posibilidad de intercambiar información mediante tramas más cortas. El establecimiento de un mecanismo de arbitraje en una red de comunicaciones tipo bus como la red eléctrica requiere de diversas consideraciones para evitar colisiones de información. El presente documento expone una técnica para el establecimiento de prioridad basada en la asignación de ventanas de tiempo específicas para cada nodo maestro en la red. Se presenta la técnica y los resultados obtenidos al implementarla como componente de un protocolo en un FPGA descrito en VHDL.

Palabras Clave: Arbitraje, Domótica, FPGA, PLC

I. Introducción

En una red que hace uso de una topología tipo bus es muy importante establecer una técnica eficiente para la asignación de prioridad para cada uno de sus nodos debido a que todos comparten el mismo medio de comunicación, siendo un tema de investigación vigente [1]. En redes con esta topología se utilizan algunas de las variantes de la técnica denominada CSMA[2, 3] (por sus siglas del inglés Carrier Sense Multiple Access) que basan su funcionamiento en el hecho de que todos los nodos de la red operan en el modo escuchar antes de transmitir, esto con la finalidad de comprobar la disponibilidad del medio. En la variante CSMA no persistente, si un nodo que desea transmitir encuentra el medio ocupado espera un tiempo aleatorio, después del cual revisa nuevamente y si lo encuentra libre transmite. La variante CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access with collision detection) representa una mejora en tanto que los nodos

escuchan y transmiten a la vez, de manera que una transmisión en proceso se puede interrumpir al detectarse una colisión. Algunos protocolos, como es el caso del CAN (Control Area Network), utilizan la técnica CSMA/CD de manera que las direcciones asociadas a los nodos son la base para la resolución de las colisiones [4].

Otra variante de la técnica CSMA es la conocida como CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance). Como su nombre lo indica, el propósito es el de evitar las colisiones antes de que ocurran. Esta técnica es la más ampliamente utilizada por los protocolos domóticos, como es el caso del LonWorks [5, 6]. La técnica que se propone en este trabajo se ubica dentro de esta clase, es decir, los nodos escuchan antes de transmitir y tienen asignado un nivel de prioridad de acuerdo al cual solicitan el acceso al medio para evitar colisiones.

La técnica TDMA (Time Division Multiple Access) está también siendo utilizada en protocolos orientados a aplicaciones domóticas [7], reduciendo sensiblemente el tiempo de espera para el acceso al medio, sin embargo, se justifica únicamente cuando la cantidad de nodos en la red es suficientemente grande.

Este artículo describe una nueva técnica para asignar prioridad a los nodos de una red multimaestro que por su simplicidad es fácil de implementar y robusta en su funcionamiento. La sección 2 expone el desarrollo de la técnica, partiendo de su funcionamiento y planteando dos variantes en función de las características de la señal de sincronización; también se explica la aplicación para la que fue diseñada. La sección 3 describe la implementación de esta técnica a nivel funcional en un dispositivo FPGA, así como el diseño y los resultados obtenidos de pruebas de funcionamiento. Por último, en la sección 4 se presentan las conclusiones.

II. Desarrollo

II.1 Planteamiento de la técnica

La técnica está enfocada a sistemas que hacen uso de topologías tipo bus para interconectar los componentes de la red, para ello requiere de una señal de sincronización diferenciable de las señales de información.

Debido a que la comunicación por estos medios generalmente se realiza mediante el uso de ráfagas con características específicas, la señal de sincronización puede ser generada por un evento presente en el medio de comunicación ajeno a la transmisión de información o por el uso de una característica física en las ráfagas (frecuencia, duración, etc).

La operación está basada en el establecimiento de la duración entre dos señales de sincronización y la división de ésta en un número determinado de

ventanas de tiempo tal como se muestra en la Figura 1.

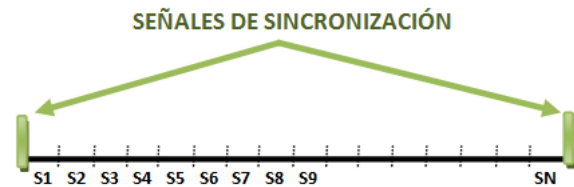


Fig. 1. Ventanas entre señales de sincronización.

Todas las ventanas (S1, S2, etc.) tienen la misma duración y su cantidad determina el número de dispositivos a los que se les asignará prioridad; definiendo la ventana 1 como la correspondiente a la mayor prioridad.

En el momento en que un dispositivo que tiene asignada una prioridad específica requiera hacer uso del medio de comunicación, deberá esperar que ocurra una señal de sincronización y luego, en función de la ventana que le corresponde, esperar un tiempo para transmitir una señal de petición dentro de la ventana que tiene asignada. Como ejemplo, la Figura 2 muestra el momento en que ocurre la ráfaga con la cual se hace petición del medio para el dispositivo con prioridad 4. En general, el dispositivo con prioridad n debe esperar un tiempo igual a $(n - 1)\Delta t$ siendo Δt el ancho de la ventana.

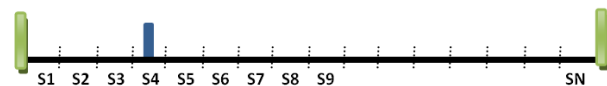


Fig. 2. Señal de petición.

Ya que todos los dispositivos se encuentran escuchando la red, se enteran de la petición de alguno con mayor prioridad y, por lo tanto, dejan pendiente su acceso a la red. La transmisión de la información por parte del nodo con mayor prioridad se realiza después de presentarse la segunda señal de sincronización, una vez que se resolvió el arbitraje de la manera descrita, como se muestra en la Figura 3.



Fig. 3. Acceso al medio después del arbitraje.

El ancho de las ventanas está determinado primordialmente por las características del medio de comunicación, siendo la de mayor importancia el ruido, ya que éste puede presentarse en distintas modalidades; entre ellas la denominada “ruido tonal” que consta de señales con características específicas (frecuencia y duración) que pueden ser interpretadas por el sistema como una señal de petición o de información. Por lo tanto, la cantidad y tipo de ruido presente en el medio determina la duración mínima de las ráfagas que representan la señal de petición.

II.2 Sistemas con señal de sincronización generada por un evento

La técnica se diseñó para ser incorporada en un sistema en el que se utiliza un protocolo orientado a aplicaciones domóticas. El sistema utiliza la línea eléctrica como medio de comunicación y emplea el cruce por cero de la tensión de baja frecuencia presente en la línea como señal de sincronización, es por esto que se dispone de un tiempo con duración específica entre una señal de sincronización y otra de acuerdo a la frecuencia (60 Hz en América y 50 Hz en Europa).

Los sistemas domóticos generalmente son de 2 tipos:

- **Centralizado:** La toma de decisiones y gestión del flujo de información se delega a un nodo o dispositivo central, de manera que éste controla a todos los demás y cualquier actividad en el sistema pasa primero por dicho dispositivo.
- **Descentralizado (multimaestro):** es aquél donde cualquier nodo o dispositivo

puede establecer una comunicación directa con cualquier otro en el sistema.

El sistema domótico codifica la información mediante la generación y superposición de ráfagas de alta frecuencia sobre la tensión presente en la línea eléctrica. Las ráfagas tienen una frecuencia y amplitud específica, la codificación de la información se define mediante la duración de las ráfagas, de manera que se envía un grupo de 16 bits (4 ráfagas de 4 bits cada una) por semiciclo (entre 2 señales de sincronización) como se muestra en la Figura 4.

Debido a que el sistema es centralizado, el nodo maestro se encarga de gestionar el tráfico de información y evitar colisiones.

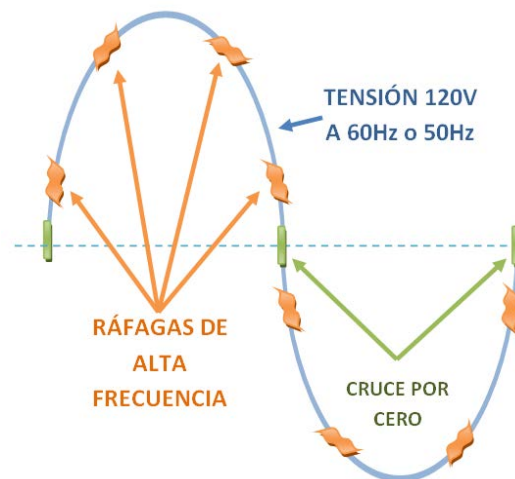


Fig. 4. Ráfagas superpuestas.

II.3 Descripción del protocolo

El funcionamiento del protocolo domótico empleado se fundamenta en el modelo OSI utilizado en este tipo de sistemas, la capa de enlace basa su operación en el intercambio de grupos de 16 bits, es por esto que tanto el bloque que genera la trama como el que la reconstruye constan de un transmisor y un receptor. La Figura 5 muestra la estructura del sistema domótico considerando únicamente la generación y transmisión de tramas.

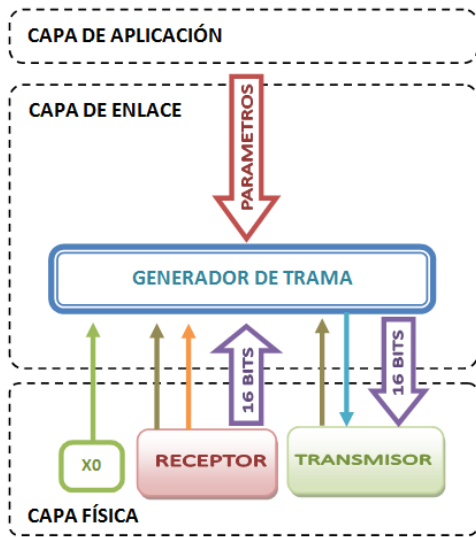


Fig. 5. Generación y transmisión de tramas en el sistema domótico.

La capa de aplicación establece los parámetros de la trama, mientras que la capa de enlace se encarga de generarla y de utilizar los componentes de la capa física para transmitir la información.

El sistema centralizado hace uso de dos tramas distintas de tamaño variable, trama de comando y trama de información, de manera que éstas en conjunto proporcionan capacidad para abarcar una amplia diversidad de aplicaciones domóticas de manera eficiente.

Trama de comando: Es una trama de corta duración que únicamente consiste en una orden predefinida, esta orden puede tener como destino uno o varios dispositivos, sus campos se muestran en la Figura 6.



Fig. 6. Campos que componen una trama comando.

Cada uno de los campos tiene la función descrita a continuación:

- **INI:** Un campo con valor específico que da inicio a una trama.
- **DIRC:** Dirección del nodo destino.
- **TIPO:** Proporciona información acerca de la trama actual.
- **CMD:** Contiene el comando a ejecutar y el grupo de dispositivos destino.
- **CHK:** Contiene un valor binario calculado en base a los campos anteriores para verificar la integridad de los datos.
- **DBCK:** Información de regreso que proporciona el nodo esclavo al maestro (16 bytes máximo) y sólo puede utilizarse cuando la trama va dirigida a un solo dispositivo esclavo.

Trama de información: Es una trama de tamaño variable que tiene como finalidad el transmitir una cantidad determinada de datos. La Figura 7 muestra los campos que componen este tipo de trama.



Fig. 7. Campos que componen una trama información.

La trama de información contiene algunos de los campos presentes en la trama de comando y los únicos que la diferencian de ésta son los siguientes:

- **LND:** Proporciona el tamaño en bytes de la información que se pretende enviar..
- **NFO:** Contiene los datos que se desean enviar, el tamaño es determinado por el campo LND y puede tener un máximo de 256 bytes.

Las necesidades del sistema domótico como un sistema centralizado son cubiertas con estas dos tramas. Sin embargo, que el sistema sea multimaestro presenta distintas ventajas sobre el

centralizado, como la no dependencia del funcionamiento de la red de un dispositivo central, para ello se pretende integrar la técnica de arbitraje incorporando un campo inicial para ambos tipos de trama como se muestra en la Figura 8.



Fig. 8. Integración del campo de prioridad.

En el campo PRIOR se establece la prioridad, utiliza un semiciclo completo (espacio entre dos señales de sincronización) para procesar la técnica de arbitraje descrita y con ello determinar si procede o no la transmisión de la trama para el nodo en cuestión.

Específicamente para el sistema que hace uso de la línea eléctrica como medio de comunicación, se determinó hacer uso de ráfagas con duración de 300 μ s en 12 ventanas asignadas de 600 μ s (debido al ruido presente en el medio) como se muestra en la Figura 9.

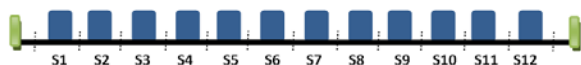


Fig. 9. Asignación de ventanas a 60 Hz.

De esta forma se pueden establecer un máximo de 12 dispositivos maestros de manera confiable, los tiempos pueden reducirse con el objetivo de incrementar la cantidad de dispositivos. Sin embargo, es preferible implementar este número de dispositivos y paulatinamente incrementarlos en la medida de lo posible.

II.4 Sistemas con señal de sincronización generada

La técnica que se propone puede ser adaptada al uso de otros medios de comunicación que no

presenten eventos constantes y detectables (como el cruce por cero de la tensión en la línea eléctrica) siempre y cuando se pueda hacer uso de alguna de las características de las señales utilizadas que permita ser detectada, distinguida y, por lo tanto, utilizada como señal de sincronización.

Para la implementación de esta técnica en sistemas con estas características se requiere de un dispositivo encargado de la generación de las señales de sincronización, llamado árbitro, con lo cual se puede implementar la técnica de la manera como fue descrita.

Como ya se mencionó, tanto el tiempo entre dos señales de sincronización como el ruido presente en el medio determinan el ancho de ventana disponible para cada dispositivo maestro para enviar la señal de petición y por consecuencia el número de dispositivos maestros que pueden ser asignados.

En medios de comunicación sin una señal de sincronización constante, el método de establecimiento de prioridad puede ser adaptado para incrementar el número de dispositivos maestros.

Mediante la generación de una señal de sincronización distinguible entre las señales de información se puede establecer el tiempo necesario para dividirlo en el número de dispositivos maestros, este tiempo puede ser muy grande debido al número de dispositivos, para disminuir este efecto el proceso de establecer prioridad es el siguiente:

1. Se genera una señal de sincronización por el dispositivo árbitro.
2. Al detectar la petición de acceso a la red por parte de un nodo, el dispositivo árbitro genera otra señal de sincronización.

3. Se da paso a la transmisión de información realizada por el dispositivo que hizo la petición.
4. Se reinicia el proceso.

De esta forma se evita el tiempo de espera necesario para abarcar todos los dispositivos, la Figura 10A muestra un ejemplo de transmisión para el dispositivo con prioridad 2 y la Figura 10B la transmisión para el dispositivo con prioridad 5.

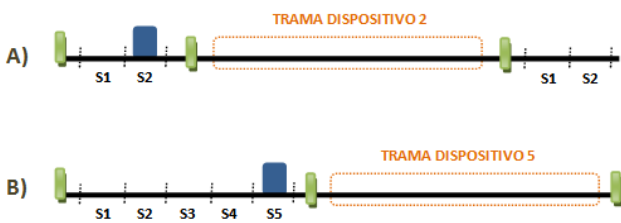


Fig. 10. Ejemplos de establecimiento de prioridad.

II.5 Implementación de la técnica.

En seguida se presenta el diseño del módulo encargado de realizar el arbitraje para un sistema que utiliza la línea eléctrica como medio de comunicación mediante el uso de ráfagas de 300 μ s en ventanas asignadas de 600 μ s. La Figura 11 muestra el diagrama funcional de este módulo

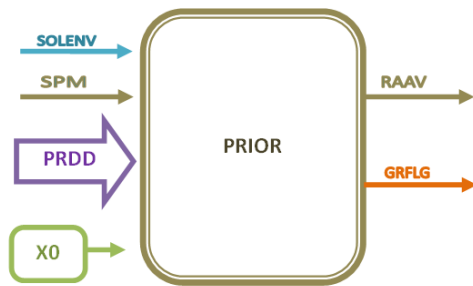


Fig. 11. Módulo para el establecimiento de prioridad.

La entrada X0 indica al módulo la presencia de una señal de sincronización (en este caso cruce por cero de la tensión presente en la línea eléctrica); el vector PRDD es un valor binario constante que determina la prioridad del nodo, la

señal SPM es la que está presente en el medio de comunicación, permitiéndole así a este nodo conocer si otro con mayor prioridad requiere hacer uso del medio de comunicación; la señal SOLENV es mediante la cual esta sección recibe la solicitud de determinar si existe o no disponibilidad del medio para realizar la transmisión de una trama; mediante la salida RAAV se genera la ráfaga de petición de acceso al medio de comunicación, la cual ocurre en la ventana correspondiente a la prioridad del dispositivo (vector PRDD); por último, la señal GRFLG indica a la etapa generadora de trama si le corresponde o no la transmisión.

Los componentes que conforman la estructura interna de la sección PRIOR se muestran en la Figura 12.

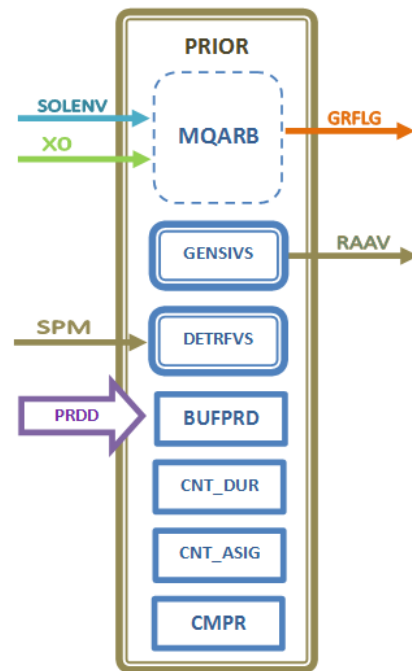


Fig. 12. Componentes del módulo PRIOR.

La máquina de estados MQARB se encarga de controlar los otros bloques y dar aviso hacia el exterior si al nodo le corresponde el envío de información; el bloque DETRFVS tiene la función de detectar la señal presente en el medio

(en este caso detecta la frecuencia y la duración de la ráfaga recibida) para indicar a la máquina de su presencia; GENSIVS se encarga de generar la señal de petición (en este caso una ráfaga con frecuencia y duración específica), el inicio de este proceso está coordinado por la máquina; BUFPRD consta de un buffer encargado de mantener el valor de prioridad establecido para el dispositivo en el que el módulo está implementado, la activación de este bloque ocurre mediante MQARB al inicio del proceso. CNT_DUR es un contador-comparador que indica cada vez que termina una de las ventanas (de duración específica) asignadas para que cada dispositivo genere una señal de petición. CNT_ASIG es un contador que establece el número de ventana actual, el conteo es comparado con la señal de BUFPRD mediante el bloque CMPR, de manera que éste proporciona aviso a MQARB cuando la ventana actual corresponde al número del dispositivo en el que el módulo está implementado.

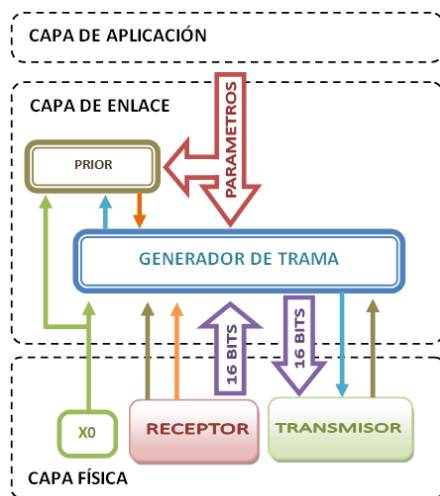


Fig. 13. Integración de la sección PRIOR en el sistema domótico.

La integración del módulo en el sistema domótico se realiza en la etapa de enlace como se muestra en la Figura 13.

III. Resultados

La técnica de arbitraje que se propone, así como el sistema basado en el protocolo descrito, fueron implementados en un dispositivo FPGA Spartan-3E, 500K, de Xilinx, utilizando como plataforma la tarjeta NEXYS 2 de Digilent. Como lenguaje de descripción de hardware se utilizó VHDL. La implementación del protocolo una vez que se integra la sección encargada del arbitraje no representó un cambio relevante en los recursos requeridos del FPGA en comparación a los requeridos para el sistema centralizado (sin arbitraje), como se muestra en la Tabla 1.

RECURSO	SIN ARBITRAJE	CON ARBITRAJE
Number of Slice Flip Flops	6%	6%
Number of 4 input LUTs	4%	5%
Number of occupied Slices	10%	10%
Total Number of 4 input LUTs	8%	9%
Number of bonded IOBs	15%	16%
Number of RAMB16s	5%	5%
Number of BUFGMUXs	4%	4%

Tabla 1. Recursos utilizados por el sistema con y sin el módulo de arbitraje.

Las pruebas del protocolo domótico en el que se pretende integrar la técnica de arbitraje muestran una gran confiabilidad y capacidad de adaptación a cualquier aplicación, así como la detección de diversos errores que especifican diversas situaciones respecto a la información recibida [8].

La prueba de la técnica de arbitraje se realizó de forma independiente del sistema domótico, para ello se optó por implementar dispositivos virtuales dentro de un mismo FPGA, ya que por la característica de paralelismo esto no representa problemas de funcionamiento para este fin. El uso de las entradas y salidas para operar los cuatro dispositivos virtuales de la tarjeta NEXYS 2 se muestra en la Figura 14.

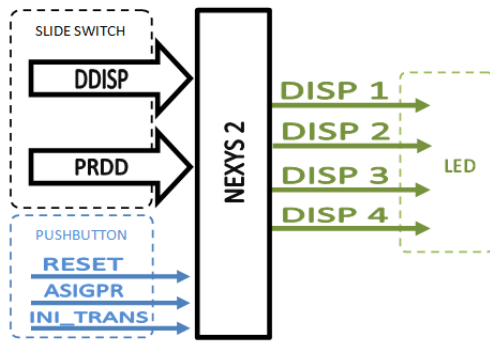


Fig. 14. Asignación de entradas y salidas de la tarjeta NEXYS 2.

El vector DDISP proporciona la dirección de los dispositivos virtuales, el vector PRDD indica la prioridad que se asignará al dispositivo indicado en DDISP, la señal ASIGPR establece la prioridad PRDD en el dispositivo virtual con la dirección DDISP y por último INI_TRANS indica a los dispositivos que inicien la generación de la ráfaga de solicitud de acuerdo a su prioridad. La señal con frecuencia específica, así como la señal de sincronización fueron asignadas como señales internas compartidas por los cuatro dispositivos.

La Figura 15 muestra los componentes del subsistema.

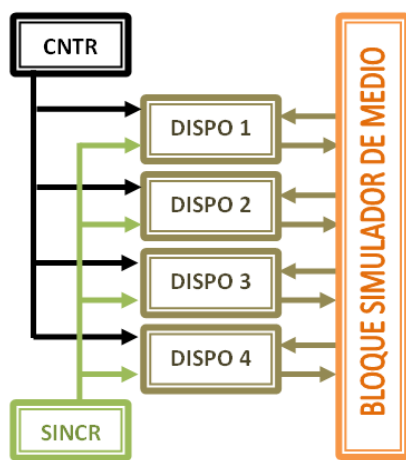


Fig. 15. Componentes del subsistema de prueba.

El bloque CNTR proporciona a los dispositivos la señal de inicio y asigna la prioridad a cada uno de

ellos, el bloque SINCR se encarga de generar la señal de sincronización a una frecuencia de 60Hz, los 4 dispositivos se comunican con un bloque que simula el medio de transmisión, éste une las señales de petición y se encarga de devolverlas mediante señales específicas a los dispositivos que las generan, para que así puedan determinar a quién corresponde la mayor prioridad e indicarlo mediante el LED correspondiente.

IV. Conclusiones

La técnica de arbitraje propuesta proporciona prioridad real a los dispositivos en la red donde es implementada, de manera que no establece el acceso de los nodos al medio de manera aleatoria sino que permite asignar diferente prioridad a los nodos dependiendo de la importancia de su función específica.

Su diseño está enfocado a sistemas donde no todos los nodos de la red requieran de la asignación de prioridad, en éstos un grupo de dispositivos controlan a todos los demás.

La técnica proporciona gran confiabilidad al tener un funcionamiento síncrono. La señal de sincronización puede ser establecida por un evento ajeno al sistema que sea detectable por todos los nodos, como es el caso de la red eléctrica, o generada por un nodo denominado árbitro, de manera que se puede establecer el número de dispositivos con prioridad de acuerdo a la aplicación.

Cundo se implementa un nodo árbitro el tiempo entre una señal de sincronización y otra puede verse incrementado en gran medida, es por esto que, al presentarse la primera señal de petición del medio por parte de algún nodo, el dispositivo árbitro genera la segunda señal de sincronización y permite que el nodo solicitante transmita de inmediato, de esta forma se vuelve eficiente el manejo del tiempo requerido para realizar el

arbitraje. La desventaja de utilizar un nodo arbitro recae en que si éste llega a fallar todo el sistema lo hace.

La técnica, por su simplicidad se puede implementar fácilmente, empleando una cantidad de recursos poco significativa, presentando, a la vez, una alta confiabilidad.

V. Referencias

- [1] M. M. Rahman, C. S. Hong, S. Lee, J. Lee, M. A. Razzaque, and J. H. Kim, "Medium access control for power line communications: an overview of the IEEE 1901 and ITU-T G.hn standards," *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 6, pp. 183-191, 2011.
- [2] Sklar, Bernard. *Digital communications*. Vol. 2. NJ: Prentice Hall, 2001.
- [3] Kastner, W. Neugschwandtner, G. Soucek, S. Newmann, H.M., "Communication Systems for Building Automation and Control," *Proceedings of the IEEE*, vol.93, no.6, pp.1178, 1203, June 2005.
- [4] Hanxing Chen; Jun Tian, "Research on the Controller Area Network," *Networking and Digital Society*, 2009. ICNDS '09. International Conference on, vol.2, pp.251-254, 30-31 May 2009.
- [5] Jouni Heinäharju; "Home Automation and Transparent Data Transmission Using Single-Medium Network Concept", Master of Science Thesis, Helsinki University of Technology, 2009.
- [6] Jongdae Lee, Performance Enhancement of CSMA/CA in Powerline Communications Under Heavy Traffic and Hidden Node Conditions, University of Florida, 2008.
- [7] Luca Di Bert, Salvatore D'Alessandro, Andrea M. Tonello, "Enhancement of G3-PLC technology for smart-home/building applications", Hindawi Publishing, *Journal of Electrical and Computer Engineering*,

Special issue on Power-Line Communications: Smart Grid, 2013.

- [8] Contreras López Oscar Antonio, Protocolo para comandos de acción a través de la línea eléctrica, Tesis de Maestría en Ciencias, Instituto Tecnológico de Celaya, 2013.

VI. Autores

Oscar Antonio Contreras López es Ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya, obtuvo el grado de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica en julio de 2013.

Agustín Ramírez Agundis obtuvo el grado de Maestro en Ingeniería en el año de 1977 por la Universidad de Guanajuato. En 2008 obtuvo el grado de Doctor en Diseño de Sistemas Digitales por la Universidad Politécnica de Valencia. Desde 1986 ha sido profesor del departamento de Ingeniería Electrónica del Instituto Tecnológico de Celaya. Ha publicado alrededor de veinte artículos en revistas y congresos internacionales.

Elías Rodríguez Segura obtuvo el título de Ingeniero en Electrónica por la Universidad Autónoma Metropolitana en 1994, los grados de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica y Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el CENIDET en 1997 y 2003 respectivamente, actualmente es profesor-investigador en el Instituto Tecnológico de Celaya e investigador nivel 1 en el SNI.

José Javier Díaz Carmona obtuvo el grado de doctor en 2003 por el Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica. Actualmente es profesor investigador de tiempo completo en el departamento de Ing. Electrónica del Instituto Tecnológico de Celaya. Sus áreas de interés abarca el procesamiento digital de señales, diseño de filtros digitales, así como desarrollo de soluciones basadas en sistemas digitales empleando FPGAs, microcontroladores y procesadores DSP.

Antena Plana con Sustrato Textil para la Banda ISM de 2.4GHz

Víctor Soto García, Martín Javier Martínez Silva, María Susana Ruiz Palacios, Gustavo Adolfo Vega Gómez

Universidad de Guadalajara/CUCEI, Av. Revolución 1500, Col. Olímpica, C.P. 44430, Guadalajara, Jalisco, (33) 13 78 59 00, martin.martinez@red.cucei.udg.mx, vsoto26@gmail.com.

Resumen

La evolución en tecnologías de comunicaciones inalámbricas se caracteriza por ofrecer mayor cantidad de servicios y aplicaciones para el usuario, posibilitando la implementación de ambientes ubicuos. Con la finalidad de contribuir en estas áreas, en particular, para redes de área personal (PAN), en este trabajo se muestra el diseño y construcción de una antena que utiliza un textil (tela de algodón 100%), para lo cual se presenta un procedimiento que permite determinar la constante dieléctrica del material textil, se discute la selección de la geometría más adecuada para este diseño concluyendo que una antena plana es la opción más viable. La antena desarrollada no excede los índices de absorción (SAR) establecidos, además de que es ligera y su patrón de radiación tiene una dirección contrario al cuerpo humano. Se presentan resultados de simulación electromagnética que fueron corroborados con mediciones. La dimensiones de la antena son de 60x30mm y el valor obtenido de $|S_{11}|$ es -28 dB a una frecuencia de 2.45 GHz con un ancho de banda aproximado de 80MHz.

Palabras Clave: Antena plana, Antena de vestir, SAR, Sustrato textil.

I. Introducción

La tendencia a generar ambientes ubicuos, ofrece una oportunidad para desarrollar sistemas de comunicación que tengan aplicaciones en tres direcciones: entretenimiento, seguridad y salud. Es en esta última dirección que desde la década de los 90's se ha acuñado el término de redes de área corporal (BAN) [1], cuyo propósito es el monitoreo de signos vitales tales como el nivel de oxigenación, de glucosa, entre otros según lo establecido en algunos estándares [2].

Una de las características más importantes de las redes BAN, es que los dispositivos son de baja potencia, además de que la transferencia de los datos obtenidos por el monitoreo de las señales debe ser en tiempo real, y en general la transferencia se hace empleando radiofrecuencia.

Otro aspecto importante para poder establecer la comunicación en diferentes dispositivos es el uso de estándares y protocolos. Diferentes estudios [3] han mostrado que uno de los mejores estándares para este tipo de

comunicaciones es el Zigbee el cual emplea el estándar IEEE 802.15.4 y es un sistema de comunicación de corto alcance (menos de 100 mts.), además de operar en la banda ISM.

Por otro lado, un elemento indispensable en cualquier equipo inalámbrico es la antena. Toda antena debe satisfacer requerimientos de funcionamiento, tal como frecuencia de operación, eficiencia, directividad, impedancia de entrada, entre otros. En ciertas aplicaciones se tiene que añadir una serie de características deseables tales como volumen requerido, peso, materiales usados en su construcción, etcétera. Para el caso que nos ocupa, la antena posibilita que el sistema de comunicación pueda monitorear diversas señales producidas por el cuerpo humano y transferirlas a una unidad remota, la cual puede ser un dispositivo personal de comunicación o una unidad médica hospitalaria. Bajo este esquema se vislumbran dos vías a seguir para el diseño de la antena y el sistema, las cuales son:

1. Los dispositivos pueden ser usados sobre la ropa o directamente sobre el cuerpo del individuo.
2. Los dispositivos puedan implantarse en el organismo.

La segunda opción no es del interés de los autores, ya que los esquemas invasivos se deben reservar para casos estrictamente necesarios debido a los riesgos que representan para el individuo. Por lo que el planteamiento de este trabajo se basa en la primera opción.

Con base en el diccionario de la Real Academia de la lengua española el termino vestir es la acción de cubrir o adornar el cuerpo con ropa, también puede ser guarnecer o cubrir algo para su defensa o adorno. Lo que implica que una antena para vestir deberá cubrir el cuerpo y en lo posible portarse como prenda de vestir o estar insertada en la prenda de vestir.

Desde hace años se han desarrollado varias antenas que han intentado ser usadas como prendas de vestir [4], las cuales consideraron hechuras o ropa como chalecos, sobre éstas se montó la antena. Sin embargo en la pasada década ante la inminente tendencia de generar ambientes ubicuos se han explorado otras opciones, entre las que se destacan antenas impresas y antenas en forma de botón [5-7].

Algunas características de diseño de antenas para vestir que encuentran en la literatura [8-10] son:

- Tamaño compacto y peso ligero para que sea cómodo de llevar.
- Bajo costo.
- Flexibilidad y estabilidad considerable. Es deseable que la antena sea flexible o tenga resistencia a la flexión, el estiramiento y plegado, dado que el cuerpo humano está en movimiento.
- Deben estar hechas a prueba de agua. Para evitar daños innecesarios o considerar condiciones climatológicas como días lluviosos, además de que debe estar oculta o

realizada en materiales de impermeabilización.

- Capaz de proporcionar cierta protección contra la radiación para el cuerpo. Es decir debe cubrir los requerimientos de SAR para asegurar que los sistemas de comunicación sean confiables para monitorear la salud del paciente.
- Su patrón de radiación siempre debe ir en contra del cuerpo humano, es decir deber ser direccional.

Por otra parte, las antenas para vestir deben considerar las interacciones entre la antena y el cuerpo como se ha mencionado, ya que la reacción que puede tener el cuerpo humano ante la presencia de ondas electromagnéticas, genera alteraciones tanto en el desempeño de la antena, como una falta de adaptación de la antena y el circuito al cual es conectada. La radiación de la antena hacia el cuerpo puede dar lugar a serios problemas de salud. Además, cuando el cuerpo está en movimiento, pueden producirse deformaciones en la estructura de la antena si ésta se ha realizado en materiales rígidos o semirígidos, además de que otros factores ambientales pueden ocasionar rupturas en la antena si no se ha montado de manera firme.

Una definición para una antena de vestir es que se trata de un elemento de geometría compacta y flexible que permite ser portada sobre prendas de vestir, además de que su patrón de radiación debe cumplir los criterios de SAR (Specific Absortion Rate) y poseer las características de antenas convencionales.

De lo anterior, un aspecto importante es la flexibilidad, para lo cual es necesario emplear y hacer uso de materiales que tenga esta propiedad, pero además permitan la radiación de ondas electromagnéticas.

El objetivo principal de este trabajo es desarrollar una antena con materiales textiles para emplearse en una red BAN, por lo cual deberá ser una antena de tamaño reducido cuyo patrón de radiación esté en oposición al cuerpo humano sobre el cual deberá ser montada.

II. Elección de la geometría

En [11] se ha mencionado que el patrón de radiación de las antenas es susceptible a las interacciones que se producen con el cuerpo humano y el entorno. Concluye que las geometrías más adecuadas para usarse en redes PAN son los dipolos y monopolos planos. Por otra parte, se debe considerar el SAR, el cual es una medida de la potencia máxima absorbida por un tejido de un campo electromagnético incidente en el mismo, aunque también se puede referir a la absorción de otras formas de energía por el tejido, incluyendo ultrasonido. Las unidades del SAR son watts por kilogramo (W/kg). Se emplea para frecuencias entre 100KHz y 100 GHz, es decir radiación no ionizante.

Como límite de exposición para el cuerpo entero, se ha fijado un tope de 0.08 W/Kg. promediado en toda la masa corporal. La regulación para la medida del valor SAR y sus máximos admisibles es establecida por la ANSI (Instituto Nacional Estadounidense de Estándares), IEEE (Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos) y la ICNIRF (Comisión Internacional sobre Protección Frente a Radiaciones no Ionizantes).

En [12] se concluye que las antenas con un plano de tierra producen un menor índice de SAR cuando el haz está dirigido en dirección contraria al cuerpo humano. Por lo que una estructura adecuada a esta condición puede ser la antenas parche.

Como se mencionó el inconveniente de la antena parche es el área geométrica requerida, así como la vulnerabilidad a la presencia del terreno. Por lo tanto, la geometría más adecuada para usarse podría ser un dipolo plano con un plano de tierra para evitar superar los niveles de SAR. Entre el dipolo y el plano de tierra es conveniente

introducir un material dieléctrico, el cual debe ser flexible.

III. Elección del material

La implementación de la antena debe considerar que los materiales empleados faciliten a la antena ser portátil y además ser flexible.

En México se pueden obtener diferentes textiles hechos de fibras naturales como algodón, lana, lino, seda y textiles sintéticos como poliéster y nylon. Sin embargo, para considerar algunos de estos textiles se realizó una búsqueda en diferentes proveedores y se llegó a la conclusión de que el textil viable para implementar la antena son las telas elaboradas con fibra de algodón, ya que su composición es homogénea, además de ser económica y muy común.

Con la finalidad de obtener la constante dieléctrica del textil se caracterizó el material (tela 100% de algodón) para lo cual se utilizaron capacitores de placas paralelas, como se muestran en la Fig. 1. Los capacitores fueron medidos con un medidor RLC para obtener el valor de la capacitancia, empleando la ecuación

$$\varepsilon_r = \frac{C}{C_0} \quad (1)$$

donde ε_r es la permitividad del dieléctrico que se desea determinar, C y C_0 son las capacitancias cuando se utiliza el dieléctrico y cuando se utiliza el vacío entre las placas del capacitor, respectivamente. El valor de C_0 es calculado como un capacitor ideal de placas paralelas. Con la finalidad de obtener un valor confiable se realizaron una serie de mediciones de las cuales se obtuvo el promedio. Esto se repitió para dos dimensiones de capacitor diferentes, donde el resultado obtenido para la permitividad relativa fue de 1.49. Este valor es usado en los cálculos posteriores de la antena.

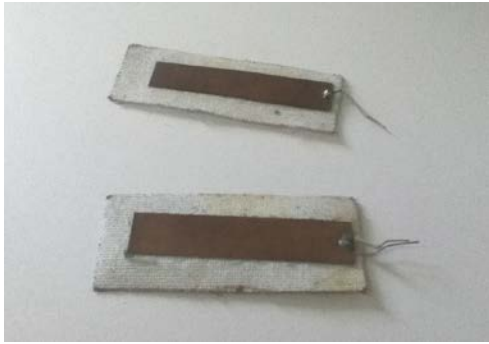


Fig. 1. Capacitores construidos.

IV. Diseño de la antena

Como resultado de lo descrito anteriormente, la antena debe tener una estructura plana, ya que facilita su incorporación a prendas de vestir en los puntos donde deben ser ubicados los sensores, por lo que se propone la estructura mostrada en la Fig. 2, la cual consiste de un dipolo separado de un plano de tierra por medio de dieléctrico textil. El plano de tierra favorece que la radiación sea en dirección contraria a la del cuerpo humano. Adicionalmente se ilustra un punto de alimentación de señal. Debido a que la alimentación de la antena debe establecerse en un lugar donde se encuentre la impedancia de 50Ω y dado que el conector empleado para estas aplicaciones es tipo SMA, es necesario realizar ajustes para hacer llegar la señal del conector al punto de alimentación. Por lo que se opta por utilizar una línea de microcinta que va desde la orilla a un punto cercano a la antena. Esta estructura permite manejar ajustes de impedancia al mismo tiempo de facilitar la instalación del conector.

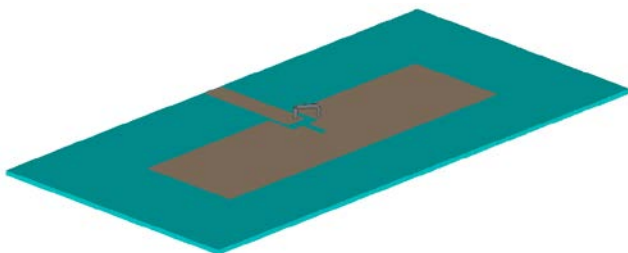


Fig. 2. Geometría de la antena plana.

El procedimiento de diseño debe considerar las dimensiones de la antena a partir de la frecuencia de diseño es de 2.45GHz, y estimando la longitud del dipolo usando

$$L \approx \frac{\lambda}{2} \quad (2)$$

Donde λ es la longitud de onda, resulta en $L \approx 6.12$ cm en el vacío, sin embargo debe usarse un valor menor debido al uso del dieléctrico. Por otro lado, usando las ecuaciones en [13] para calcular el ancho de la microcinta se obtiene un valor de 2.147 mm. En la Fig. 3 se definen los parámetros de la geometría de la antena. La muesca sobre el dipolo plano tiene la función de proveer un punto de alimentación con posibilidad de ajustar dimensiones para fines de acoplamiento de impedancia. La metodología de diseño incluye la simulación y optimización a partir de un simulador electromagnético, donde al final se obtienen las dimensiones mostradas en Fig. 3, donde se propuso utilizar un plano de tierra de 60 x 30 mm.

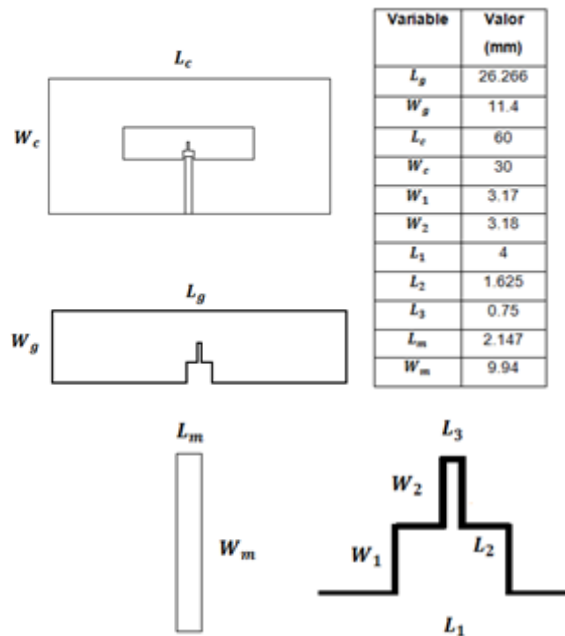


Fig. 3. Dimensiones físicas de la antena.

A partir de la geometría inicial se realiza un proceso de simulación electromagnética basado en el método de momentos. Después de optimizar la geometría para establecer la frecuencia deseada, se obtiene la magnitud del

coeficiente de reflexión de entrada que se muestra en la Fig. 4. Se observa que el valor más pequeño del coeficiente de reflexión está justo en la frecuencia de 2.45 GHz, y que el ancho de banda de -10dB es de alrededor de 80 MHz.

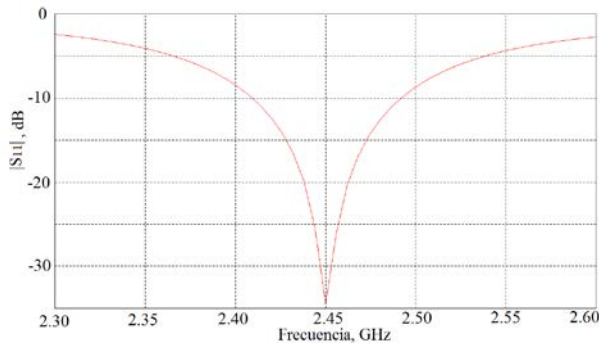


Fig. 4. Coeficiente de reflexión de entrada (simulación).

V. Resultados

Como parte del proceso de diseño, se determinó que la antena propuesta funciona como era esperado. Uno de los factores principales para verificar el funcionamiento de la antena es el patrón de radiación a la frecuencia de operación, el cual se muestran en la Fig. 5, donde se ve que la energía no es absorbida significativamente por el modelo de tejido. Los valores de SAR obtenidos para cada tejido se muestran en la tabla 1., esto se da con una señal de excitación de 10mW.

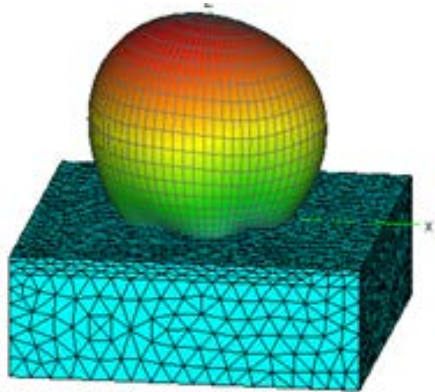


Fig. 5. Patrón de radiación cuando se determina el SAR.

Medio	Volumen m ³	SAR promedio (W/Kg.)
Algodón	9.72e-07	0.002157
piel	0.00012	1.001e-06
músculo	0.0024	2.099e-08
grada	0.00028	4.515e-08

Tabla 1. Valores de índice de absorción específica.

Para corroborar el funcionamiento de la antena se construyó un prototipo, que se muestra en la Fig. 6. Para verificar su funcionamiento se realizaron mediciones del coeficiente de reflexión de entrada usando un analizador de redes vectorial Agilent modelo N9926A, resultando en una pequeña desviación de la frecuencia, lo cual se compensó desvastando ligeramente los extremos de la antena hasta ajustar la frecuencia, obteniendo la respuesta mostrada en la Fig. 7, donde se observa muy similar a la obtenida en la simulación de la Fig. 4.

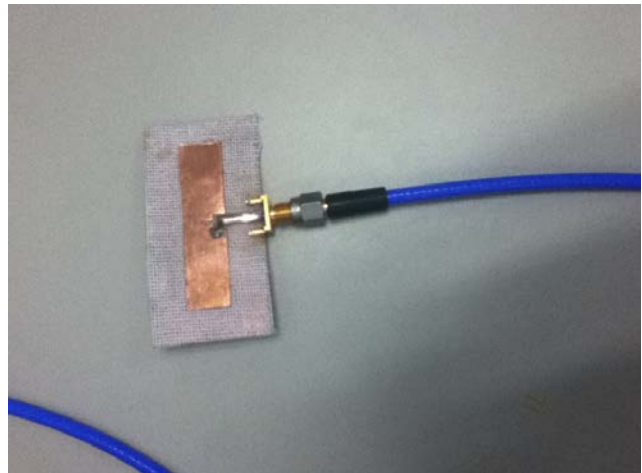


Fig. 6. Prototipo construido.

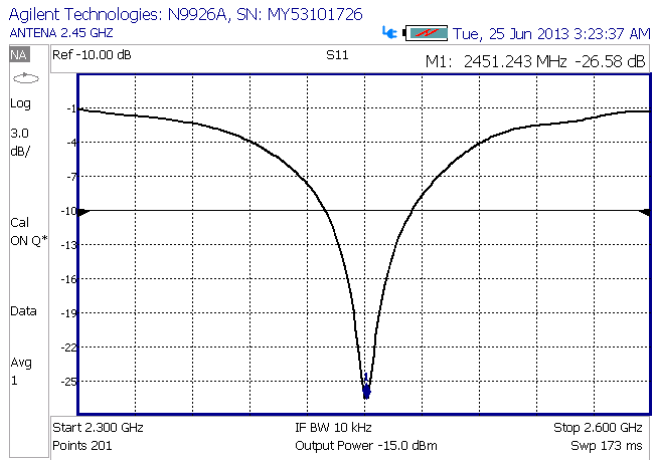
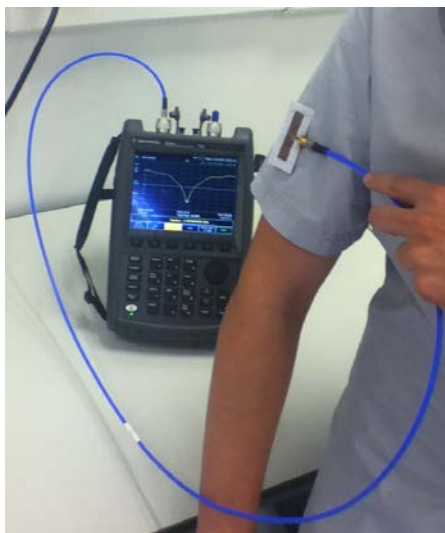


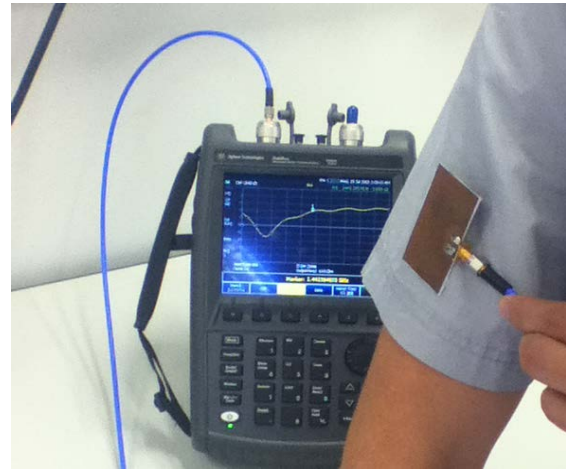
Fig. 7. Medición del coeficiente de reflexión.

VI. Discusión

Los resultados obtenidos fueron satisfactorios, sin embargo, debido a que no se cuenta con instalaciones para verificar el patrón de radiación se realizó una prueba de proximidad del prototipo con el cuerpo humano, en el cual es posible determinar la alteración de la impedancia de la antena debido a la interacción con el cuerpo humano. Esto se realizó bajo dos condiciones, una de ellas, cuando el plano de tierra de la antena está sobre el individuo, y la otra en la condición contraria, es decir, cuando la antena se coloca sobre la persona. Esto se puede observar en la figura 8.



a)



b)

Fig. 8. Posiciones en las que se realizaron las mediciones; a) Plano de tierra frente al cuerpo, b) Antena frente al cuerpo.

En la Fig. 8b) se puede visualizar la alteración en la medición donde la antena es altamente influenciada por el cuerpo hasta dejar de ser apropiada para la función deseada. Esto significa que el patrón de radiación es efectivamente dirigido principalmente del lado contrario al plano de tierra.

Se observa que las dimensiones de la antena resultaron más pequeñas de lo estimado. Esto se atribuye a que un dipolo plano tiene trayectorias de corriente no lineales que se presentan sobre la superficie de la antena. En la Fig. 9 se muestra la densidad de corriente sobre la antena obtenida a la frecuencia de 2.45 GHz. Es evidente que la trayectoria es curva en ambas direcciones, lo cual justifica la disminución del tamaño de la antena.

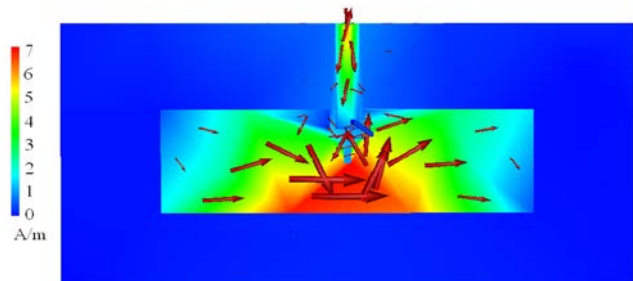


Fig. 9. Densidad de corriente a 2.45GHz.

VII. Conclusiones

Se concluye que es posible realizar antenas para vestir con materiales disponibles en nuestro entorno. La flexibilidad que es uno de los aspectos más importantes para este tipo de antenas debe seguirse desarrollando, ya que a pesar de que el textil empleado ofrece esta flexibilidad, la parte conductora de la antena propuesta agrega rigidez a la estructura.

Se ha comprobado que la antena plana propuesta es adecuada para usarse sobre el cuerpo humano, ya que los resultados de la simulación y los obtenidos experimentalmente muestran el desempeño adecuado y cumple los niveles de SAR requeridos.

Por otro lado, la antena muestra una similitud con la antena parche, sin embargo, el tamaño resulta considerablemente reducido respecto a una antena parche.

VIII. Referencias

- [1] T.G. Zimmerman, "Personal Area Networks: Near-field intrabody communication". IBM Systems Journal. Volume: 35, Issue: 3.4. 1996 , Páginas 609-617.
- [2] P. D. Bogia, "ISO/IEEE 11073 Personal Health Devices Tutorial", May 18, 2010, Copyrigh IEEE and INTEL.
- [3] A. Pantelopoulos y N. G. Bourbakis, "A Survey on Wearable Sensor-Based Systems for Health Monitoring and Prognosis", IEEE Transactions On Systems, Man And Cybernetics—Part C: Applications And Reviews, Vol. 40, No. 1, January 2010.
- [4] C. A. Winterhalter, J. Teverovsky, P. Wilson, J. Slade, W. Horowitz, E. Tierney y V. Sharma, "Development of Electronic Textiles to Support Networks, Communications, and Medical Applications in Future U.S. Military Protective Clothing Systems", IEEE Transactions On Information Technology In Biomedicine, Vol. 9, No. 3, September 2005.
- [5] N. H. M. Rais, P. J. Soh, F. Malek, S. Ahmad, N.B.M. Hashim, P.S. Hall, "A Review of Wearable Antenna", Loughborough Antennas & Propagation Conference, November 2009.
- [6] I. Locher, M. Klemm, T. Kirstein y G. Tröster, "A Review of Wearable Antenna", Loughborough Antennas & Propagation Conference, November 2009.
- [7] B. Sanz-Izquierdo, J.C. Batchelor y M. Sobhy, "Uwb Wearable Button Antenna", Proceedings EuCAP, France 2006.
- [8] S. Zhu, "Wearable Antennas for personal wireless networks", Tesis doctoral, University of Sheffield", January 2008. U.K.
- [9] S. Bashir, "Design and Synthesis of Non Uniform High Impedance Surface based Wearable Antennas", Tesis doctoral Loughborough University, October 2009, U.K.
- [10] P. S. Hall, "Antennas Challenges for Body Centric Communications", Número de indentificación del artículo 1-4244-1088-6, 2007.
- [11] M. S. Ruiz, M. J. Silva, G. A. Vega, M. Villanueva, "Análisis del Efecto del Terreno y el Cuerpo Humano en el Patrón de Radiación de Antenas Impresas", SENIE 2012.
- [12] M. J. Silva, M. Villanueva, "Análisis del índice de absorción específica SAR producido por antenas planas", Sociedad Mexicana de Instrumentación, 2012.
- [13] K. C. Gupta, R. Garg, R. Chadha, Computer-Aided Design of Microwave Circuits. Primera, 1981. ArtechHouse. Washington, USA. Páginas 61-62.

IX. Autores

Ing. Víctor Soto García obtuvo su título de Ingeniero en Comunicaciones y Electrónica por la Universidad de Guadalajara, ha participado en diversos proyectos en el área de antenas.

Dr. Martín Javier Martínez Silva ha centrado su investigación en la línea de electromagnética y antenas, cuyos resultados se han presentado en diferentes foros nacionales e internacionales. Además de ser investigador en la Universidad de Guadalajara.

Dra. María Susana Ruíz Palacios, es investigadora de la Universidad de Guadalajara, actualmente sus intereses de investigación son el desarrollo e implementación de dispositivos para alta frecuencia. Ha sido invitada a impartir conferencias en diferentes instituciones del extranjero.

M. en C. Gustavo Adolfo Vega Gómez obtuvo el grado de Maestro en Ciencias de la Ingeniería en Electrónica con orientación en alta Frecuencia. Su trabajo se ha centrado en el desarrollo de sistemas eléctricos y electrónicos. Ha publicado 3 libros de texto sobre estos temas.

Comentarios finales:

Los autores desean agradecer al Consejo Estatal de Ciencia y Tecnología por haber apoyado este trabajo (Proyecto 5-2010-1-1042).

Mediciones del Espectro de Potencia en la Banda de 2.4 GHz en la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, México

***Daniel Alvarado Rodríguez, **Olivia Libertad Herrera Viera, ***Rafael Aguilar González**

*Facultad de Ciencias, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, Av. Salvador Nava Martínez. s/n, Zona Universitaria, C.P. 78290, San Luis Potosí, SLP, 4441930855, daniel.alvarado.r@gmail.com.

**Universidad Autónoma de Nayarit Área de Ciencias Básicas e Ingenierías, Edificio E2, C.P. 63190, Tepic Nayarit, 2118800 Ext. 8821, libertad_hevi@msn.com.

***Facultad de Ciencias, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, Av. Salvador Nava Martínez. s/n, Zona Universitaria, C.P. 78290, San Luis Potosí, SLP, 4448262486 Ext. 2906, raguilar@fc.uaslp.mx.

Resumen

La demanda y el crecimiento de las comunicaciones inalámbricas, ha sido considerablemente grande en las últimas décadas, lo cual ha provocado la saturación del espectro electromagnético. En la mayoría de los países, la ocupación espectral es regulada por las autoridades que se encargan de licitar los espacios en el espectro electromagnético y asignar las licencias a largo plazo. Sin embargo, en la mayoría de los casos, los anchos de banda asignados no son usados eficientemente por algunas aplicaciones, produciendo saturación de usuarios en algunos anchos de banda. Una tecnología de reciente creación que propone hacer uso eficiente del espectro electromagnético es Radio Cognitivo. Parte primordial para implementar una red de Radio Cognitivo, se basa en conocer el estado de ocupación real en el que se encuentran los anchos de banda de las frecuencias en las que deseamos trabajar. Dentro de este trabajo se muestran las mediciones de frecuencia espectral realizadas en la banda de 2.4 GHz, dentro de la Facultad de Ciencias en la UASLP, con el objetivo de apreciar cual es el grado de ocupación de ésta banda libre y ver las posibilidades que tiene de alojar otra tecnología más.

Palabras Clave: Espectro Electromagnético, Mediciones Espectrales, Radio Cognitivo

I. Introducción

En tiempos recientes las comunicaciones inalámbricas han tenido un incremento exponencial. Esto ha creado escases en el espectro electromagnético de radio frecuencia deteniendo el crecimiento de nuevas aplicaciones. En [1-2] se menciona que el espectro a pesar de estar asignado, tiene un uso del 15% al 85%. Por lo tanto, se requiere de soluciones que optimicen el espectro y habrán camino al desarrollo de nuevas tecnologías capaces de proporcionar mejores servicios.

El Radio Cognitivo (RC) es una tecnología que ofrece optimizar el uso del espectro electromagnético mediante el Radio Definido por Software (SDR). RC tiene la capacidad de modificar sus parámetros de transmisión y

recepción dependiendo de las necesidades que se presenten en el entorno en donde se encuentra. Para que RC sea utilizado entre varios usuarios es necesario implementar una red. Sin embargo, una parte fundamental en esta etapa es conocer la ocupación real del espectro. Esto puede conocerse mediante la realización de una campaña de medición, tal como se ha hecho en [3-5]. En México solo se ha realizado una campaña de medición como se indica en [6].

En el presente proyecto se tiene como objetivo estudiar la ocupación espectral de los canales de la banda de acceso libre ISM (por sus siglas en inglés de Industrial, Scientific and Medical) de 2.4 GHz, específicamente del estándar de la IEEE 802.11b/g [7-8] (Wi-Fi).

Mediante la medición de las potencias que aparecen dentro de esta banda, se cuantificará la ocupación espectral. Para este estudio las mediciones espectrales han sido desarrolladas en la Facultad de Ciencias de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Este trabajo presenta el desarrollo y la metodología del estudio en la Sección II. Los resultados son mostrados en la Sección III y finalmente las conclusiones aparecen en la Sección IV.

II. Desarrollo

Fueron monitoreados 3 puntos distintos en la Facultad de Ciencias de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, como se muestra en la Figura 1. Se capturó información de la banda de frecuencia del estándar IEEE 802.11b/g (Wi-Fi) que se encuentra ubicada en los 2.4 GHz. El objetivo fue medir la potencia, el ruido y el tráfico de los 11 canales activos de dicho protocolo (ver Figura 2) y saber cuáles eran los canales más transitados, los que tenían mayor fidelidad así como para conocer los horarios de mayor o menor tráfico.



Fig. 1. Puntos seleccionados para las mediciones.

En cada punto seleccionado se tomaron diferentes muestras durante cinco días de la semana a diferentes horas. Utilizamos el software WirelessMon [9], para localizar los puntos de acceso cercanos, verificar el canal y medir la potencia de transmisión. Hecho esto, procedimos a la toma de veinte muestras por día en cada punto con el analizador de espectro portátil, cincuenta paquetes de cada canal con el software Wireshark [10] y el módulo AirPCap [11]. Las muestras tomadas con Wireshark generaron un archivo en formato *.txt, el cual contenía información detallada de cada paquete capturado (tamaño de la trama, potencia, canal, SSID y dirección MAC de origen, etcétera), en este caso sólo nos interesaban los datos sobre el canal y la potencia, así que se filtró manualmente la información hasta dejar una sola matriz de 2 por 50.

Las muestras obtenidas se analizaron, procesaron y graficaron con MATLAB [12]. Este procedimiento fue hecho simplemente sumando todos los valores obtenidos y dividiéndolos entre el total de las muestras; en el caso de las muestras obtenidas con el analizador de espectro, se obtiene un archivo en formato *.csv, el cual se ingresa cada muestra en una sola matriz que contiene la frecuencia y la potencia, se suman los valores en un ciclo y se promedian, para obtener valores máximos y mínimos se utiliza el mismo método [6].

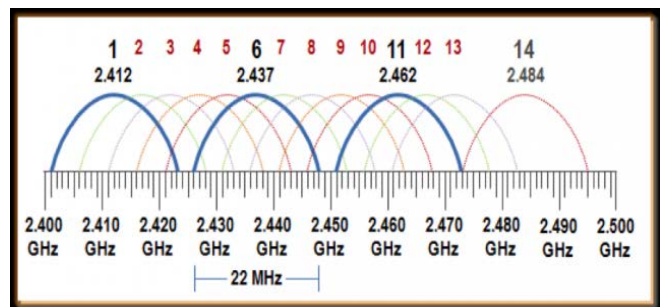


Fig. 2. Distribución de canales IEEE 802.11b/g.

Las capturas se llevaron a cabo con la ayuda de diferentes programas y dispositivos, los cuales se mencionan y describen a continuación:

Wireshark 1.2.5 [10]: Es un analizador de protocolos utilizado para realizar análisis y solucionar problemas en redes de comunicaciones, permite ver todo el tráfico que pasa a través de una red. Se puede analizar la información capturada, usando los detalles y sumarios por cada paquete. Esta herramienta se utilizó en cada punto mencionado, permitiendo así, obtener la captura de paquetes, mismos que posteriormente fueron filtrados y muestreados para obtener la señal observada en cada punto en cada uno de los 11 canales. Para que Wireshark pudiera realizar la función de capturar y analizar paquetes Wi-Fi se instaló el módulo AirPCap 4.1.1 en una lap-top con sistema operativo Windows XP.

AirPcap 4.1.1 [11]: Es una solución de libre acceso, sencilla y fácil de usar para implementar una captura de paquetes WLAN Wi-Fi. Permite capturar y analizar el tráfico de bajo nivel IEEE 802.11b/g, incluyendo marcos de control de gestión e información de la energía, utilizando Wireshark, AirPcap es posible capturar información simultáneamente de varios canales.

WirelessMon [9]: WirelessMon es una herramienta de software que permite a los usuarios controlar el estado de adaptador inalámbrico Wi-Fi y recopilar información acerca de los puntos de acceso inalámbrico cercanos. WirelessMon puede registrarla información que recopila en un archivo, mientras que también proporciona representación gráfica completa de nivel de señal y la IP en tiempo real y estadísticas 802.11Wi-Fi.

Se utilizó la versión 4.0.0.10007, este programa localiza los puntos de acceso que se encontraban dentro del alcance en cada uno de los puntos analizados, así como también indica los niveles de potencia de cada señal de la red local Wi-Fi y de algunas redes cercanas.

Analizador de Espectro Portátil PSA2701T 2.7 GHz: Dispositivo que permite visualizar las componentes espectrales de las señales presentes en las entradas. En el eje de ordenadas suele presentarse en una escala logarítmica el nivel en decibeles (dB) del contenido espectral de la señal. En el eje de abscisas se representa la frecuencia, en una escala que es función de la separación temporal y el número de muestras capturadas.

Este aparato tiene la capacidad de realizar un barrido de señales desde 1 MHz a 2.7 GHz. Y al igual que los demás, se utilizó para capturar las señales en cada punto analizado en forma de trazas e imágenes. Las frecuencias analizadas son todas aquellas que están dentro del rango de 2.401 GHz a 2.473 GHz, el dispositivo cuenta con una escala de potencia mínima de -90 dBm, Las señales fueron recibidas por medio de una antena Wi-Fi.

II.1.- Ciclo de Trabajo

Uno de los parámetros más usados y de importancia para cuantificar la ocupación espectral es el ciclo de trabajo. La definición del ciclo de trabajo nos dice que dicho termino, se refiere a la cantidad de tiempo que el valor de potencia de una señal se encuentra por encima de cierto umbral. En esta campaña de medición al igual que en muchas otras, la información fundamental que se obtiene es la potencia de la señal. Por lo tanto, resulta necesario utilizar el Método de Detección de Energía, ya que dicha métrica establece la colocación de un umbral para cuantificar la ocupación del espectro, en donde dicho umbral puede ser colocado de forma fija en 10 dBm o 6 dBm por encima del ruido de fondo observado. Para este trabajo dicho proceso fue realizado colocando el umbral en 6 dBm por encima del valor mínimo de la señal acorde a las recomendaciones que se hacen en [3],[5] y [13]. Para calcular el ciclo de trabajo de las señales observadas, se colocó el umbral tal como se

explicó anteriormente y se compararon los valores de potencia, todo aquel valor que superara el valor de potencia del umbral era contado y almacenado en una variable. Dicha variable con la información de cuantas muestras están por encima del umbral fue procesada para obtener un porcentaje, con estos datos fueron generadas las figuras 9 a 12.

III. Resultados

Con el programa Wireshark se tomaron alrededor de 5,000 muestras por canal en cada punto, al filtrar la información sólo se eligieron 50 muestras de forma aleatoria, quedando un total de 50 muestras por canal, de las cuales, se obtuvo un máximo, un mínimo y un promedio de cada uno de los 11 canales y en cada uno de los 3 puntos (ver figuras. 3, 5 y 7).

De las figuras 3 a 8 se presentan la graficas de frecuencia en MHz en el eje de las abscisas contra la potencia en dB en el eje de las ordenadas. Las figuras 9 a 12 son referentes al ciclo de trabajo, se grafica la frecuencia contra porcentaje de ocupación.

Con el analizador de espectro se tomaron alrededor de 20 muestras en un intervalo de 6 horas durante cinco días por punto en todo el ancho de banda, de las cuales, se obtuvieron el máximo y el promedio; el valor mínimo se estableció por defecto en el analizador de espectro a -90 dBm (ver figuras 4, 6 y 8). En las tablas 1, 2 y 3 se muestran los puntos de acceso inalámbricos más cercanos para ver su relación distancia contra potencia.

PUNTO A.

Al graficar las muestras obtenidas por canal con WireShark observamos que en algunos canales específicos se obtiene una potencia mayor, como en el punto A, que registra mayor potencia en las señales que se encuentran en los canales 5 y 6, que va desde los 2.421 GHz hasta los 2.448 GHz

En la gráfica de potencia tomada con el analizador de espectro, observamos que el valor máximo de potencia de las señales en este punto se encuentra en los canales del 1 al 4, que van de

(Ver Figura 3) y en los canales 10 y 11 que van desde los 2.446 GHz hasta los 2.473 GHz (Ver Figura 4).

PUNTO A		
ACCESS POINT (AP)	CANAL	DISTANCIA APROXIMADA
FCWE1P3LM	10	5 m.
FCWPAE1P3CC	1	8 m.
Lab-CISCO	11	10 m.
FCWE1P1	1	12 m.
FCWE2P3	1	22 m.
FCWE3S33	4	25 m.

Tabla 1. Access Point cercanos punto A.

Al tener estos resultados gráficos en el punto A, si tomamos en cuenta los Access Point (AP) ubicados a cierta distancia del punto donde se tomaron las muestras, para la Figura 1 donde no existen AP cercanos que trabajen en los canales donde se muestra más potencia (5 y 6), esto se podría explicar ya que en este punto hay un horno de microondas demasiado cerca y su frecuencia de operación es de 2.45 GHz. La potencia en la figura 2 es congruente ya que en el momento de la toma de las muestras, dos AP trabajan a distancia menos de 10 metros en los canales donde se muestra mayor potencia (Ver Tabla 1).

PUNTO B.

En este punto de toma de muestra observamos que en la gráfica de muestras por canal, se muestra mayor densidad de potencia, de aproximadamente -30 dBm, en las frecuencias que van desde 2.435 GHz hasta los 2.465 GHz, que son los canales del 8 al 11 (Ver Figura 5).

los 2.401 GHz al 2.438 GHz, y del 7 al 11, que van desde los 2.431 GHz hasta los 2.473 GHz, habiendo baja potencia en los canales centrales (Ver Figura 6). Los dos AP más cercanos a la

toma de muestras en el punto B se encuentran en los canales 10 y 11, los siguientes en distancia trabajan en los canales 1 y 4. El resto de los puntos de acceso funcionan en los canales 3, 4 y 10 (Ver Tabla 2); no hay AP en canales centrales como el 5 y 6, lo que se demuestra correctamente en las gráficas.

PUNTO B		
ACCESS POINT (AP)	CANAL	DISTANCIA APROXIMADA
INFINITUMa53a	11	4 m.
HPC31D4D	10	6 m.
FCWE1P1	1	12 m.
e3pbjar	4	15 m.
FCWE1P3LM	10	22 m.
FCWE2P2S25	3	30 m.

Tabla 2. Access Point cercanos punto B.

PUNTO C.

En este punto de toma de muestras, al ver la gráfica de las muestras por canal (Ver Figura 7), el promedio y el mínimo de potencia se concentra en las frecuencias centrales del espectro que van desde 2.425 GHz hasta 2460 GHz aproximadamente, pero en la gráfica de máximos nos da una potencia máxima de 0 dBm, esto debido a que uno de los AP más cercanos trabaja en el canal 11 (Ver Tabla 3), donde se muestra un promedio máximo de potencia mayor al del resto del espectro.

PUNTO C		
ACCESS POINT	CANAL	DIST. APROX.
FCWE2P3	1	6 m.
Lab-CISCO	11	10 m.
FCWE2P3 (2)	6	6 m.
FCWPAE1P3CC	1	10 m.
FCWE2P2S25	3	8 m.
FCWE1P1	1	30 m.

Tabla 3. Access Point cercanos punto C.

En la gráfica de Ciclo de Trabajo en el punto A, observamos la ocupación del espectro es más alta en los últimos canales, de casi el 50% (Ver Figura 9), como vimos anteriormente, por los AP más cercanos a la toma de muestras trabajan en estos canales de frecuencia (Ver Tabla 1).

En el punto B, la ocupación del espectro es más baja que en el punto A, promedio en 10% y un máximo en 30%, aproximadamente (Ver Figura 10). En las frecuencias centrales del espectro hay muy poca ocupación, cerca del 0%. Los resultados de ocupación son proporcionales e influyen de gran manera la cercanía de los AP (Ver Tabla 2).

En la gráfica de ocupación en el punto C, se observa ocupación general en todo el espectro, con un porcentaje mayor en los canales centrales de casi 50% y un mínimo de poco menos de 10%. En esta gráfica observamos que en todo momento de la toma de muestras, todos los canales fueron ocupados (Ver Figura 11).

Al graficar un promedio total de ocupación en los tres puntos de toma de muestras, observamos que en general, el espectro siempre está ocupado, aunque no al máximo y se mantiene generalmente en una ocupación baja, cercana al 20% (Ver Figura 12).

Esto nos muestra que al ser la banda de 2.4 GHz ISM, la ocupación del espectro siempre va a existir en cualquier canal, ya que no solo los dispositivos Wi-Fi trabajan en esta banda, también lo hacen diferentes estándares como Bluetooth y ZigBee, así como dispositivos electrónicos en desarrollo, aparatos electrodomésticos y dispositivos inalámbricos en general.

IV. Discusión

Este estudio fue hecho en una banda ISM específica, una de las más utilizadas, como lo es 2.4 GHz, y no en un ancho de banda más amplio donde es evidente que algunas frecuencias no son utilizadas en algunos lugares (dependiendo del organismo regulador de comunicaciones en cada país), teniendo en cuenta que en esta banda trabajan la gran mayoría de dispositivos inalámbricos caseros, por su factibilidad económica de desarrollar hardware y ser de libre uso.

Es evidente que la ocupación es demasiado alta, ya que, como dicho anteriormente, no solo el protocolo IEEE 802.11 b/g trabajan en esta banda, si no también protocolos como el IEEE 802.15.1 (Bluetooth) o el IEEE 802.15.4 (ZigBee) [6], el estudio demuestra que el desarrollo de tecnología basada en radio cognitivo es viable, ya que comprobamos que hay bandas demasiado ocupadas, como lo es la de 2.4 GHz, sin importar que algunos dispositivos utilicen nuevo hardware y diferente acceso al medio para trabajar en diferentes frecuencias (como la tecnología 802.11n que trabaja en la banda de 5 GHz) y se empiece a desocupar un poco la banda, aún hay muchos otros dispositivos que siguen y seguirán trabajando en esta banda tan concurrida.

El ciclo de trabajo fue elegido entre otros parámetros de ocupación de ancho de banda, para comparar los resultados obtenidos dentro de este trabajo, contra los resultados de otras campañas de medición y de esa manera apreciar de forma

gráfica la ocupación de nuestra ciudad, contra la de otros lugares del mundo.

V. Conclusiones

De acuerdo a los resultados obtenidos de las capturas antes mencionadas, después de ser procesadas y analizadas se puede llegar a la conclusión de que efectivamente existen bandas de frecuencia que son utilizados en demasía como lo es el caso de la banda de 2.4 GHz, especialmente, del protocolo IEEE 802.11 b/g, que fue el estudiado en este proyecto. Aunque los resultados obtenidos no llegan a ser concluyentes en la investigación, es conveniente la toma de más muestras durante más tiempo en escenarios no contemplados, aun así, la utilización de los 11 canales activos es bastante considerable, mientras que existen otras bandas que son muy poco utilizadas, es por ello que es conveniente tomar medidas en cuanto al cambio dinámico de bandas de frecuencia para el cual radio cognitivo viene siendo una solución factible para evitar la saturación del espectro.

VI. Referencias

- [1] FCC, "Notice of Proposed Rule Making and Order," Tech. Rep. December 2003.
- [2] F. Akyildiz, L. Won-Yeol, C. V. Mehmet, and M. Shantidev, "A survey on Spectrum Management in Cognitive Radio Networks", *IEEE Communications Magazine*, pp. 201–213, April 2008.
- [3] M. Islam, C. Koh, S. Oh, Q. Xianming, Y. Lai, C. Wang, Y.-C. Liang, B. Toh, F. Chin, G. Tan, and W. Toh, "Spectrum Survey in Singapore: Occupancy Measurements and Analyses," in *3rd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, (CrownCom)*, May 2008, pp. 1–7.
- [4] R. Chiang, G. Rowe, and K. Sowerby, "A Quantitative Analysis of Spectral Occupancy Measurements for Cognitive Radio," in *IEEE 65th Vehicular Technology*

Conference, (VTC), April 2007, pp. 3016–3020.

- [5] M. Lopez-Benitez and F. Casadevall, “Methodological Aspects of Spectrum Occupancy Evaluation in the Context of Cognitive Radio”, *European Transactions on Telecommunications*, vol. 4, no. 8, December 2010, pp. 680–693.
- [6] R. Aguilar Gonzalez, M. Cardenas Juarez, U. Pineda Rico and E. Stevens-Navarro, “Power Spectrum Measurements below 1 GHz in the City of San Luis Potosi, Mexico”. *Vehicular Technology Conference*, septiembre2013.
- [7] <http://www.ieee802.org/11/>
- [8] <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.11.html>.
- [9] WirelessMon.
<http://www.passmark.com/products/wirelessmonitor.htm>.
- [10] Wireshark
<http://www.wireshark.org/about.htm>.
- [11] AirPCap.
<http://www.airpcap.nl/airpcap.htm>.
- [12] MATLAB.
<http://www.mathworks.com/products/matlab/>.
- [13] Radiocommunication-Bureau, “HANDBOOK Spectrum Monitoring” International Telecommunications Union (ITU), Tech. Rep., 2002.

Olivia Libertad Herrera Viera estudiante de la carrera Ingeniería Electrónica en la Universidad Autónoma de Nayarit. Durante el verano de la Ciencias 2013, fue parte del equipo colaborador en las mediciones de potencia espectral en la banda de 2.4 GHz.

MIE. Rafael Aguilar González estudiante del Doctorado en Ingeniería Electrónica en la Facultad de Ciencias de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, actualmente desarrolla el tema de Tesis: Gestión de Espectro en Redes de Radio Cognitivo.

VII. Autores

Daniel Alvarado Rodríguez estudiante de la carrera Ingeniería en Telecomunicaciones en la Facultad de Ciencias de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí. Durante el verano de la Ciencias 2013, fue parte del equipo colaborador en las mediciones de potencia espectral en la banda de 2.4 GHz.



Fig. 3. Potencia por canal punto A.

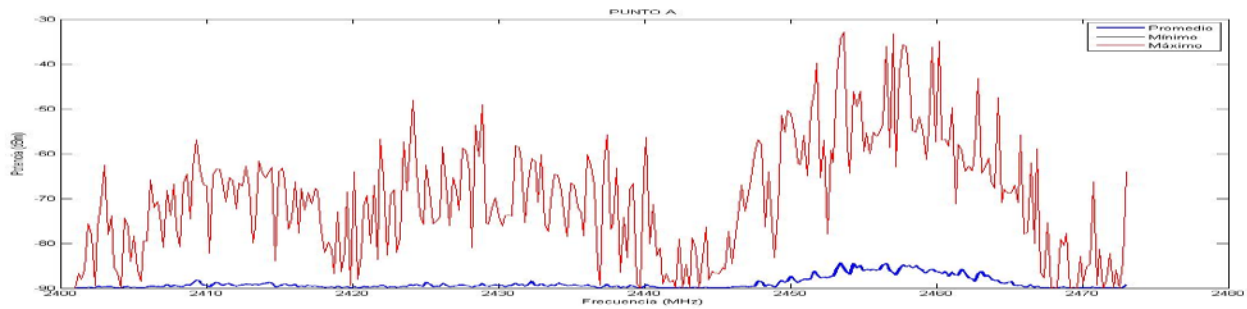


Fig. 4. Potencia banda completa punto A.

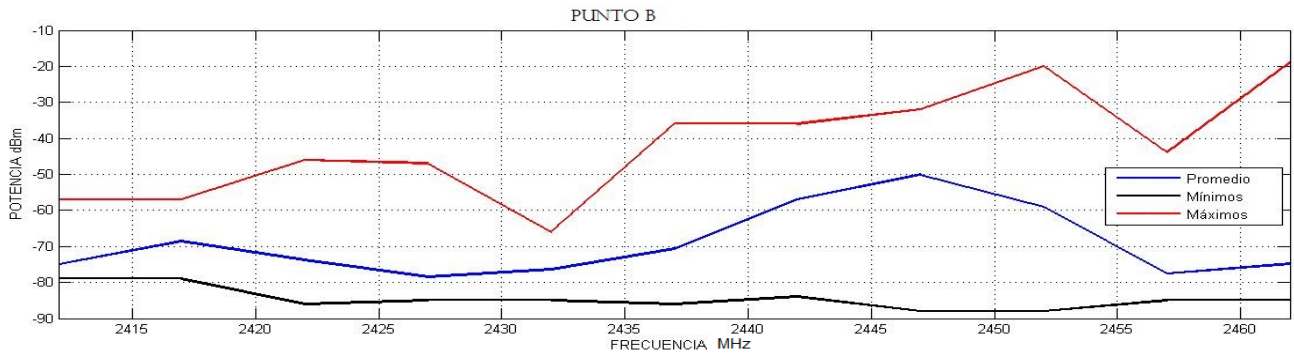


Fig. 5. Potencia por canal punto B.

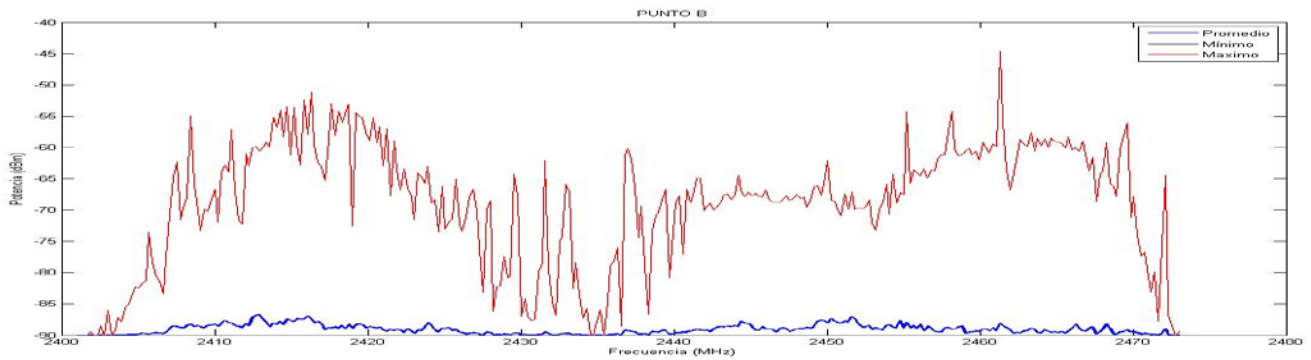


Fig. 6. Potencia banda completa punto B.

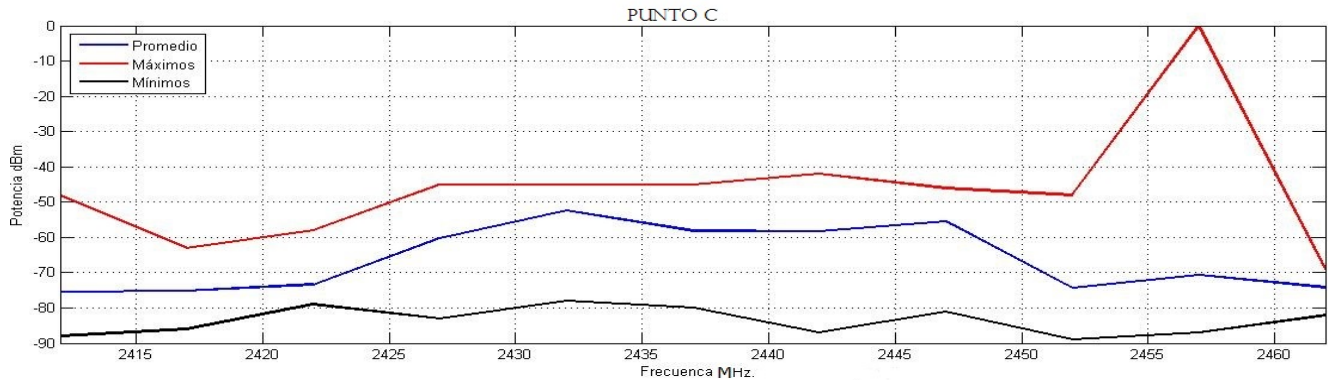


Fig. 7. Potencia por canal punto C.

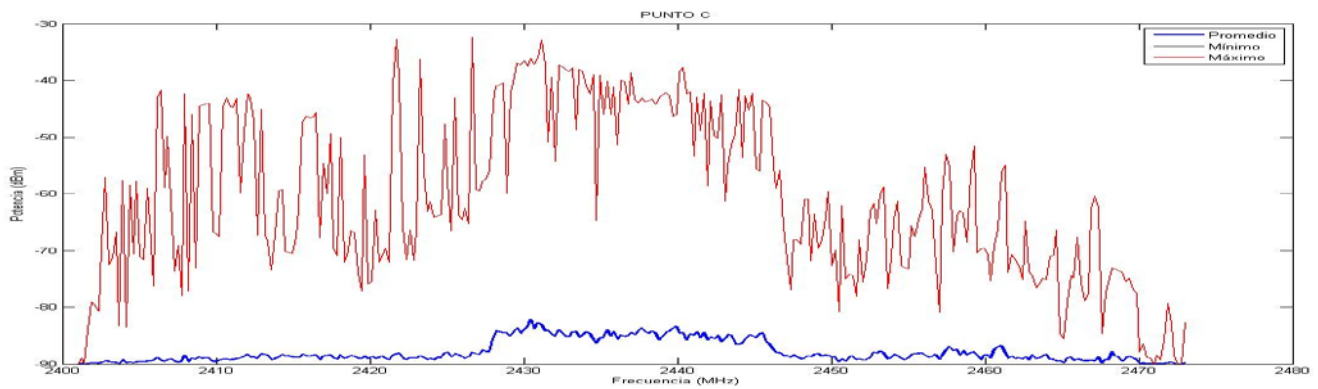


Fig. 8. Potencia banda completa punto C.

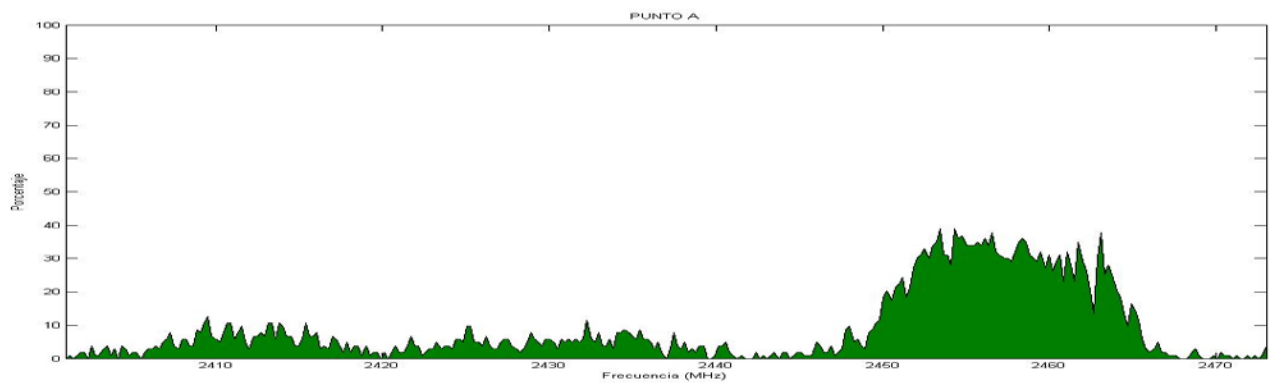


Fig. 9. Ciclo de trabajo punto A.

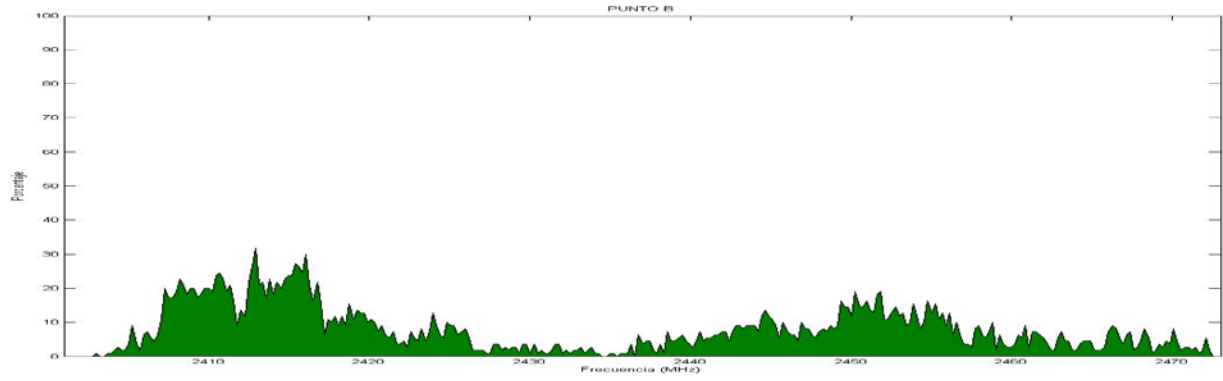


Fig. 10. Ciclo de trabajo punto B.

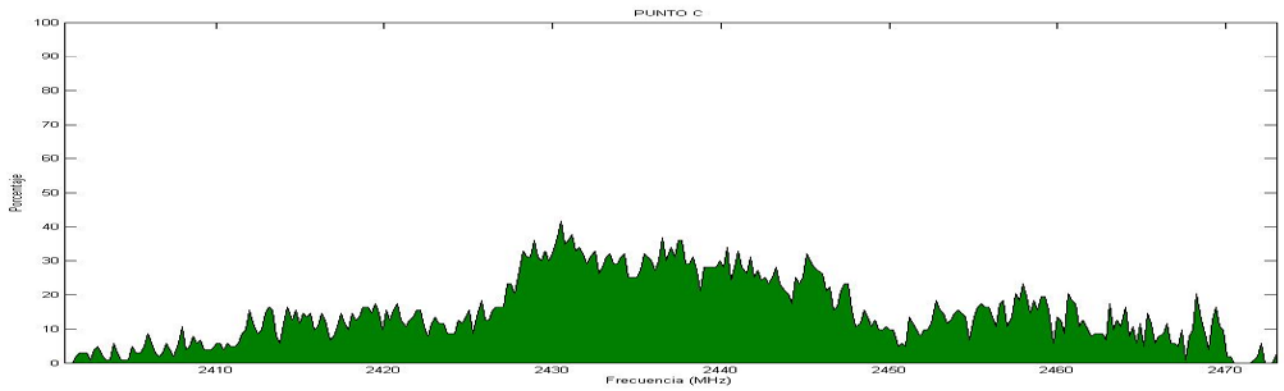


Fig. 11. Ciclo de trabajo punto C.

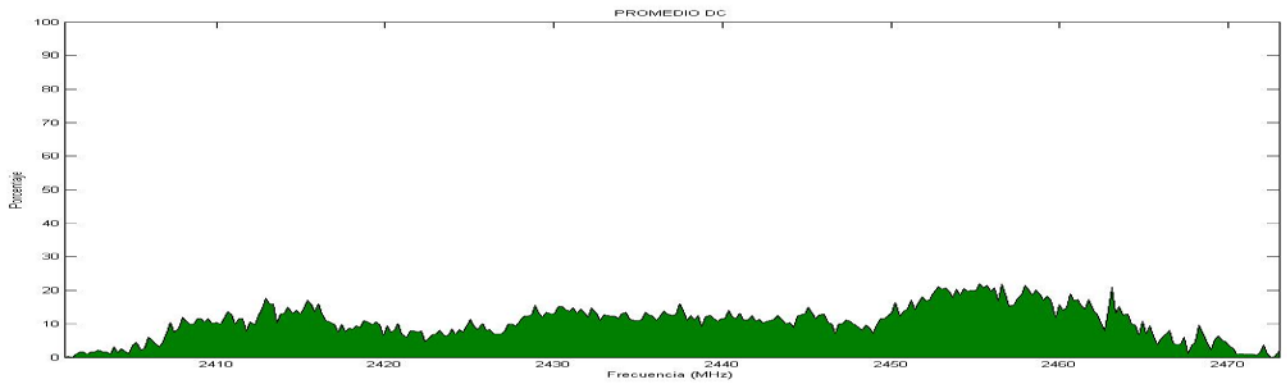


Fig. 12. Promedio ciclo de trabajo 3 puntos.

Diseño y Medición de una Antena de Banda Ancha para Recepción Satelital en Banda L

***José Esteban Cerda Palma, *Jorge Sosa Pedroza, *FabiolaMartínezZúñiga, **Luis Eduardo Carrión Rivera**

*Instituto Politécnico Nacional, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Sección de Estudios de Postgrado e Investigación, Edif. Z-4, 3er. piso, Col. Lindavista, C.P. 07738, México, D.F.,
elteba_zx10r@hotmail.com, jsosa@ipn.mx, fmartinezzu@ipn.mx.

**Laboratorio de antenas y campos electromagnéticos, Centro Nacional de Metrología, Carr. Los Cués km 4.5, El Marqués, Querétaro, lcarrion@cenam.mx.

Resumen

Las antenas son esenciales en cualquier tipo de comunicación actual ya sea móvil, terrestre o satelital. En especial las antenas de bajo perfil como lo son las antenas de alambre, que las hace ideales para cualquier tipo de aplicación en las comunicaciones satelitales. La estructura es una antena de alambre con dieléctrico de aire, de onda progresiva y un plano de tierra, alimentada en un extremo y una carga de corto circuito en el otro, obteniendo así polarización circular. Este artículo muestra el diseño y prestaciones de una antena para recepción satelital en banda L, dichos resultados está en función del comportamiento de la antena con relación a la variación de las dimensiones de la misma, observando un comportamiento en acoplamiento, ancho de banda, ganancia y patrón de radiación si se cambia la geometría y el espesor del dieléctrico. El análisis para obtener estos resultados se realizó utilizando un software de simulación CST (Computer Simulation Technology) y finalmente se construyó la estructura para comparar los resultados simulados con los reales.

Palabras Clave: Ganancia, Ancho de banda, Patrón de radiación.

I. Introducción

La estructura de trébol de cuatro hojas pertenece a la familia de las antenas de onda progresiva [1,2], basando su funcionamiento en la antena de cruz propuesta por Antoine Roederer [3]. La antena trébol de cuatro de hojas está formada por un alambre que forma una microcinta sobre un plano de tierra con dieléctrico de aire, alimentada en un extremo y en el otro un corto circuito, obteniendo así polarización circular. Considerando esta configuración de la estructura como óptima por comportamiento y cuestiones de aplicación [4, 5, 6].

Diseñada específicamente para recibir en todo el espectro de la banda L que está en el rango de 1.164-1.610GHz, requiriéndose así un ancho de banda mínimo de 446MHz, la antena cuenta con un ancho de banda de impedancia de 580MHz,

teniendo su frecuencia de corte inferior en 1.15 GHz y su frecuencia de corte superior en 1.73 GHz por debajo de -10 dB. Está ideada a una frecuencia central de 1.35GHz con una longitud de onda $\lambda = 22.22 \text{ cm}$. El grosor del conductor (alambre) es de 3.2mm [6] y una separación entre la antena y el plano de tierra de $\lambda/4.83 = 4.64 \text{ cm}$, que fue donde se encontró un buen comportamiento, esto en relación con el ancho de banda.

La antena cuenta con una ganancia que va de 6 a 10 dB a los largo de su ancho de banda y en cuanto a sus patrones de radiación son simétricos, directivos y sin cambios considerables a lo largo del rango en frecuencia establecido, lo que la hace ideal para recepción en GNSS [6,7].

II. Desarrollo

Primeramente el diseño de esta antena universal para recepción en banda L (ver Fig. 1) está basado en una antena de cruz rómbica [5] suavizando sus brazos rómbicos por óvalos llamados pétalos, esto con la finalidad de obtener una mejor distribución de corrientes que se refleja en patrones de radiación más directivos y simétricos así como en un buen ancho de banda.

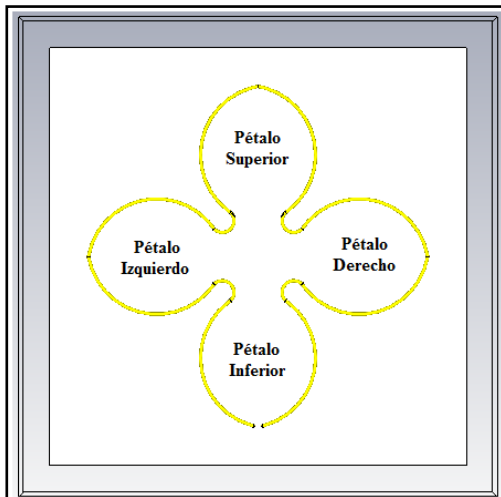


Fig. 1. Diseño antena de recepción en banda L.

Las dimensiones de la antena son acorde a un múltiplo de $2n\lambda$ donde la longitud total del alambre es aproximadamente de 6λ (ver Fig.2). Cuenta con un plano de tierra de $30 * 30 \text{ cm}$, dieléctrico de aire con un grosor de 4.64 cm que es la separación entre la antena y el plano de tierra, el grosor del conductor es de 3.2 mm y es alimentada en un extremo con un conector de RF y una carga de corto circuito en el otro, lo que da un radiador de onda progresiva con polarización circular (ver Fig. 3).

El diseño de la antena se realizó en el software de simulación electromagnética *CST Microwave Studio* donde se obtuvieron algunos resultados previos que fueron corroborados con la correspondiente medición.

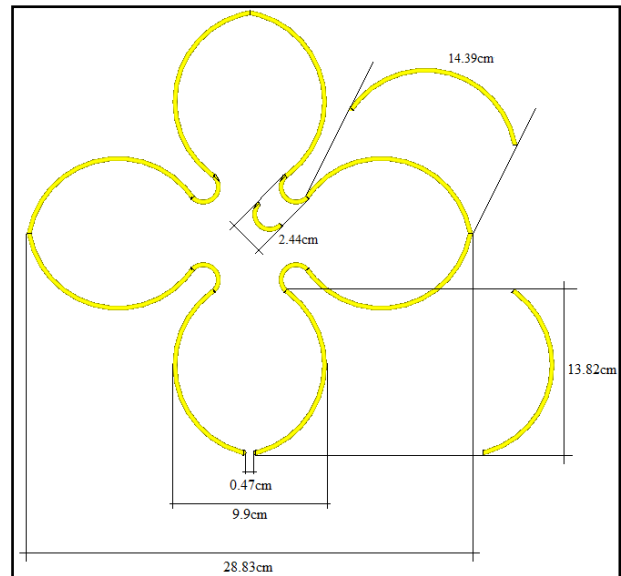


Fig. 2. Dimensiones de la antena.



Fig. 3. Fotografía de la antena.

Dichas simulaciones sirvieron para guiar la posible solución a las dificultades propias del diseño y muestran la respuesta del mismo en ancho de banda, ganancia, forma de patrón de radiación, impedancia, entre otros.

Una parte fundamental del análisis fue determinar la separación óptima entre la antena y el plano de tierra en relación con el ancho de banda, encontrando un buen comportamiento en $\lambda/4.83 = 4.64 \text{ cm}$, la simulación fue hecha en un rango de $\lambda/11$ a $\lambda/4.44$ (ver Fig. 4). Se tiene un comportamiento en el parámetro S11 de un incremento en el ancho de banda de impedancia por debajo de -10 dB si se incrementa el grosor

del sustrato. Esto es definido como ancho de banda porcentual [8] que en esta antena es del 33% dependiendo de las frecuencias de corte superior e inferior y la frecuencia central o de diseño ya conocidas.

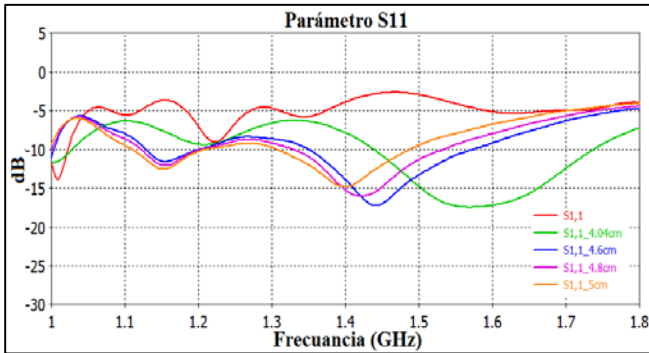


Fig. 4. Parámetro S11 a distintas alturas.

Una vez identificada la altura que aproximadamente cumple con el requisito del ancho de banda de impedancia (ver Fig.5) se debe explicar que estos fueron los mejores resultados obtenidos y que se debe a que en el simulador no se toman en cuenta algunos aspectos externos que en la realidad si son relevantes, en especial en el aspecto de la fabricación donde la técnica de moldeado del alambre si permite acoplar por completo la antena.

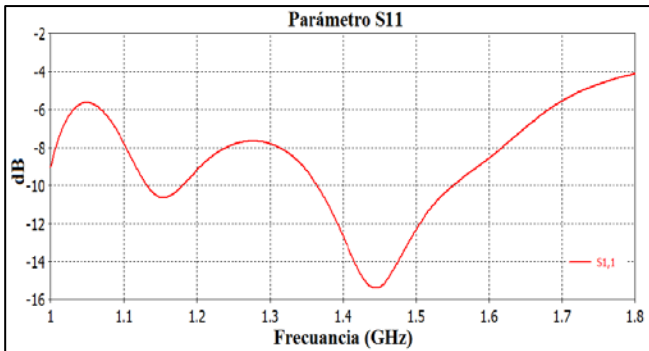


Fig. 5. Parámetro S11 a 4.64cm de altura.

A esta altura óptima el acoplamiento a $-10dB$ no es del todo bueno o ideal, se tienen dos bandas, la primera va de $1.12-1.19GHz$ con una reflexión de hasta $-11.63dB$ y la segunda banda, que va de $1.35-1.57GHz$ con una reflexión de hasta $-17.15dB$. Obtener este ancho en una antena de alambre es bastante bueno, ya que al ser considera una

antena de microcinta estas tienen la característica de ser de ancho de banda angosto.

En cuanto a la impedancia de entrada en la antena el simulador es capaz de calcularla en el rango de frecuencia deseado. El software muestra la impedancia tanto real como imaginaria (ver Fig. 6), la impedancia real está entre los valores de 50 a $100\ \Omega$ y la imaginaria entre los 0 a $-45\ \Omega$, esto dependiendo de la frecuencia a la que se mida o se simule dicho parámetro.

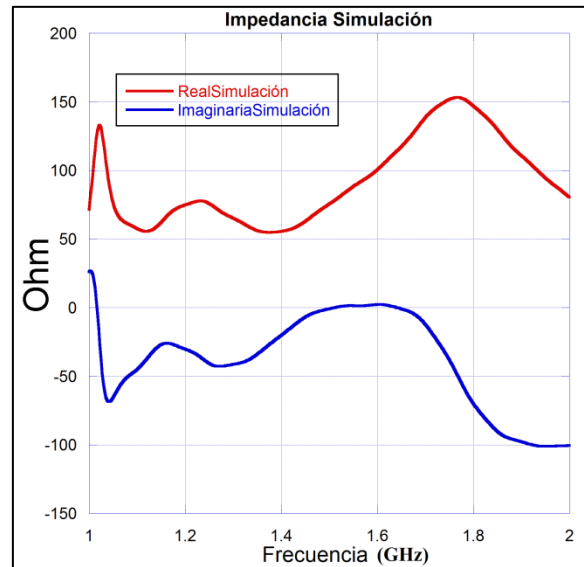


Fig. 6. Impedancia simulada de la antena.

El software también puede simular los patrones de radiación que sean necesarios para observar el comportamiento de la antena, al observar estos patrones se puede ver qué tan eficiente es la distribución de corriente que en ella existe y concluir si es viable y práctica en cuestiones de aplicación. Los patrones generados en la simulación son los límites de las bandas de operación de L1 y L2 (ver Fig. 7, Fig. 8, Fig. 9 y Fig. 10), a las frecuencias de $1.164GHz$, $1.3GHz$, $1.559GHz$ y $1.61GHz$.

Observando estos patrones simulados podemos analizar algunos otros parámetros muy útiles de la antena como lo son la ganancia, la simetría de dicho patrón, la dirección de radiación del lóbulo principal y el ancho de haz a $3dB$, los cuales son puntuales o tienen su valor dependiendo de la frecuencia que se desee analizar.

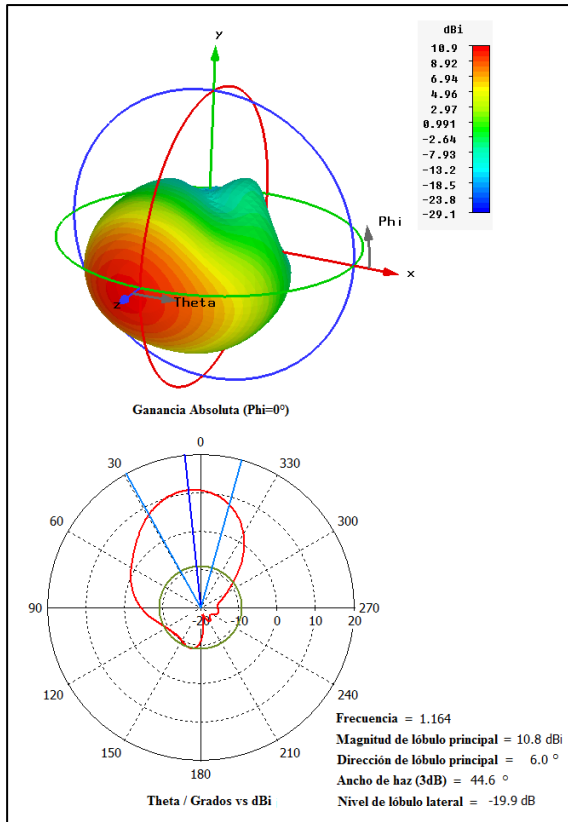


Fig. 7. Patrón de radiación simulado @1.164GHz.

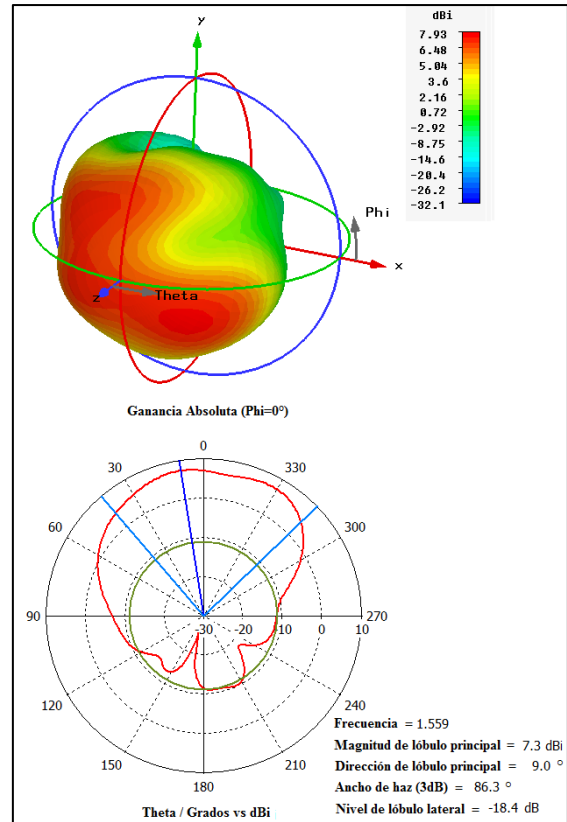


Fig. 9. Patrón de radiación simulado @1.559GHz.

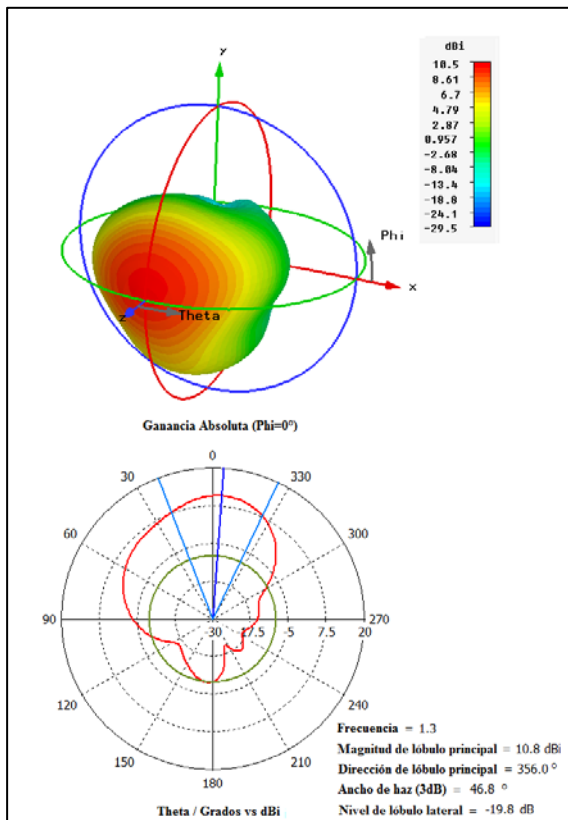


Fig. 8. Patrón de radiación simulado @1.3GHz.

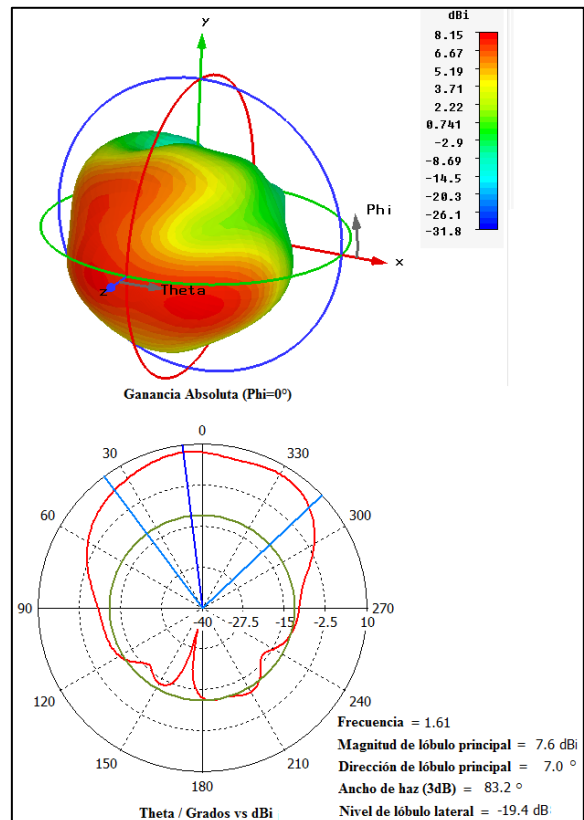


Fig. 10. Patrón de radiación simulado @1.61GHz.

De las figuras anteriores se puede observar que los patrones simulados tienen una ganancia que va de los 7.3 dB a los 10.8 dB dependiendo de la frecuencia a analizar, son patrones direccionales sin cambios considerables a través del rango de operación. De esto se puede concluir que es viable fabricar la antena ya que tiene una buena distribución de corriente en sus frecuencias de trabajo.

En cuanto a la construcción, la antena obtuvo los resultados esperados de simulación en la medición (ver Fig. 11).



Fig. 11. Antena fabricada.

La medición del parámetro S11 es muy importante debido a la forzosa necesidad de tener el ancho de banda de impedancia necesario para poder concluir e informar que la antena es viable y funcional. La verdadera respuesta de la antena (medición del parámetro S11) cumple con y cubre con el ancho de banda establecido (ver Fig. 12).

Se cumple con el objetivo por que el moldeado del alambre juega un papel muy importante para lograr acoplar la antena, se realizó una técnica de doblado especial en algunas partes de la estructura, al hacer esto, se da un efecto en la respuesta del parámetro S11, dicha deformación del alambre hace acoplar por completo la antena con 580MHz, teniendo su frecuencia de corte inferior en 1.15 GHz y su frecuencia de corte

superior en 1.73 GHz por debajo de -10 dB. Se puede observar que el comportamiento entre la simulación y la medición es muy similar.

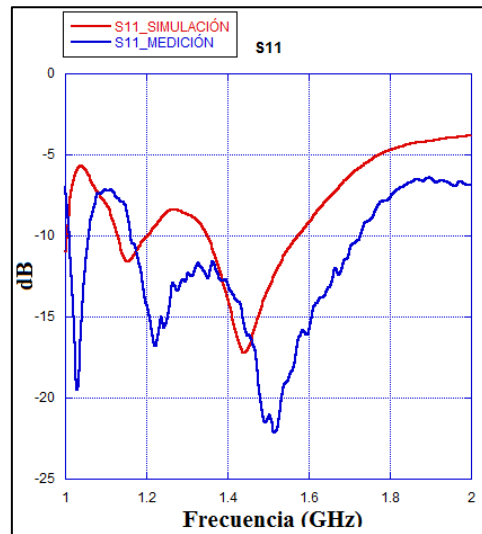


Fig. 12. Comparación del parámetro S11 simulado y medido.

Los datos de la medición de la impedancia de entrada (ver Fig. 13) también fueron comparados con la simulación, en dicha comparación se observa que el comportamiento tanto de la resistencia como de la reactancia es muy parecido, comprobando así que existe mucha similitud entre el simulador y la medición real.

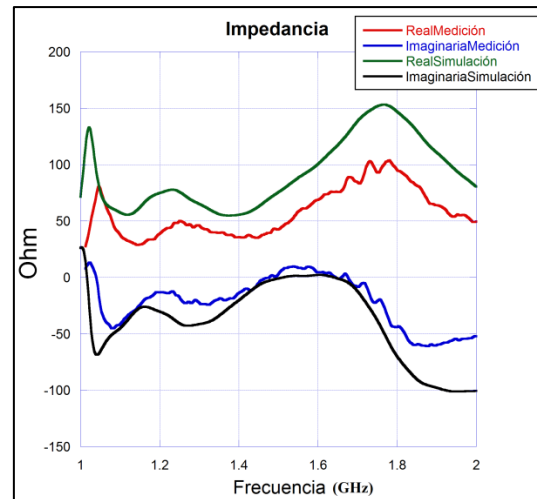


Fig. 13. Comparación de la impedancia de entrada simulada y medida.

De los parámetros anteriormente medidos se puede concluir que se puede confiar en lo

mostrado por el simulador y que la antena cumple con los requerimientos necesarios.

Para la medición de la ganancia y patrón de radiación se utilizaron dos antenas iguales, primeramente utilizando las fórmulas para campo lejano (1) y posteriormente la fórmula de pérdidas por espacio libre (2).

$$d = \frac{2L^2}{\lambda} \quad (1)$$

Donde:

d = Distancia mínima para medir campo lejano

L = Longitud de la diagonal mayor de la antena

λ = Longitud de onda de la frecuencia a medir

Una vez obteniendo la distancia mínima para medir campo lejano, se calculó la ganancia y patrón de radiación para cada frecuencia en todo el espectro de operación de la banda L (2).

$$G(\theta, \phi) = 20 \log\left(\frac{4\pi D}{\lambda}\right) + L_{Cable} - (P_{Tx} - P_{Rx}) - G_{Tx}(\theta = 0, \phi = 0) \quad (2)$$

En donde:

G = Ganancia de la antena [dB_i]

D = Distancia en metros entre la antena transmisora y la antena receptora

λ = Longitud de onda de la frecuencia a medir

L_{Cable} = Pérdidas en dB de todos los cables involucrados en la medición

P_{Tx} = Potencia del transmisor [dB_m]

P_{Rx} = Potencia medida en el receptor [dB_m]

G_{Tx} = Ganancia de la antena transmisora en el zenith ($\theta = 0^\circ, \phi = 0^\circ$) [dB_i]

La ganancia medida de la antena va de 10 a 6 dB (ver Fig. 14) dentro del rango de las frecuencias de operación (1.164-1.61 GHz). El equipo

utilizado para medir el parámetro S11 y S21 (ganancia) fue un analizador de redes vectoriales marca Anritsu modelo MS4624B. Para el patrón de radiación se utilizó un generador de señales de radiofrecuencia marca ROHDE & SCHWARZ modelo SMQ 038 y un analizador de espectro portátil marca Anritsu modelo MS2721B.

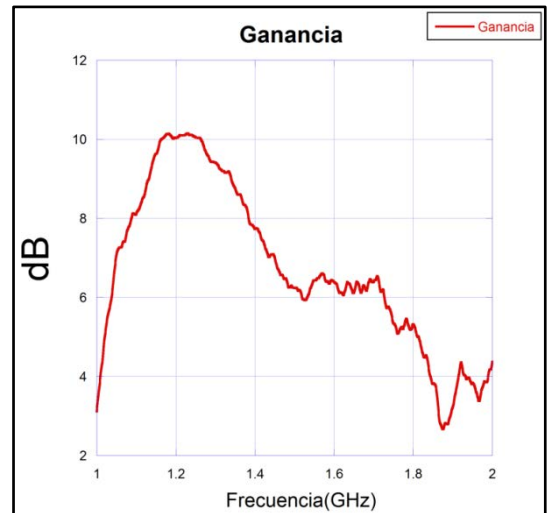


Fig. 14. Ganancia medida de la antena.

Los patrones de radiación medidos corresponden a los principios y finales de cada banda (ver Fig. 15, Fig. 16, Fig. 17 y Fig. 18) donde se puede observar y concluir que los patrones medidos tienen concordancia con los patrones simulados y que cuentan con uniformidad, es decir, que no tienen cambios considerables a lo largo de las frecuencias de trabajo ya que esto es una característica primordial de una antena de banda ancha. También se puede concluir que las ganancias concuerdan a lo simulado, solo variando de 1 a 2 dB dependiendo de la frecuencia.

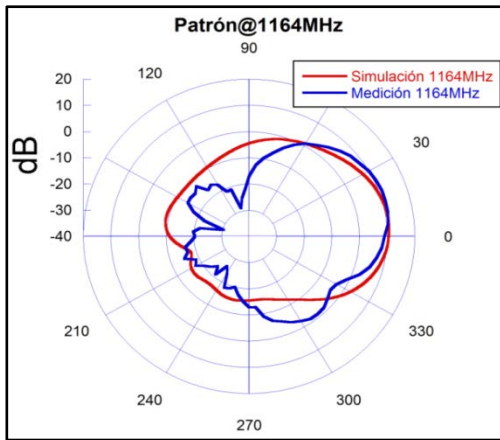


Fig. 15. Patrón medido y simulado @1.164 GHz.

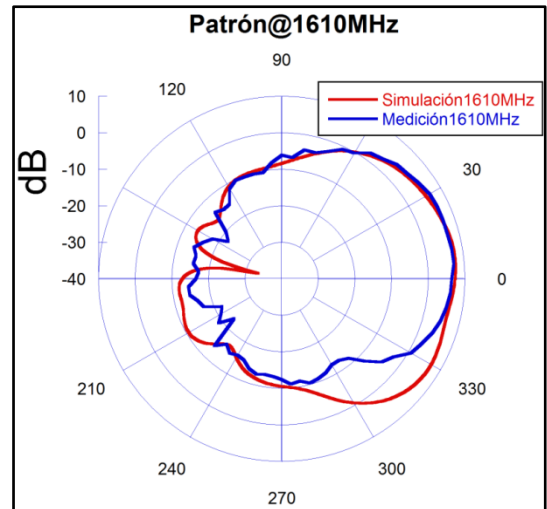


Fig. 18. Patrón medido y simulado @1.61 GHz.

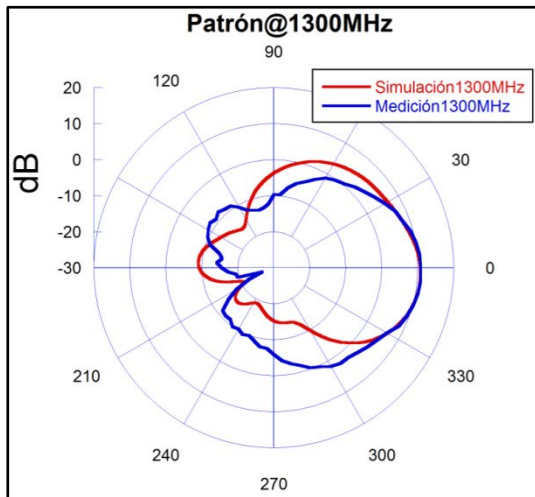


Fig. 16. Patrón medido y simulado @1.3 GHz.

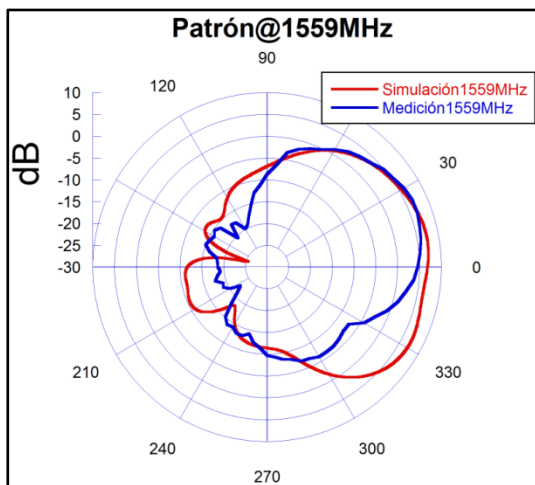


Fig. 17. Patrón medido y simulado @1.559 GHz.

III. Resultados

Los buenos resultados de la antena son obvios y contundentes (ver Tabla 1). Dichos resultados se resumen en ancho de banda, ganancia y patrón de radiación.

Parámetro	Simulación	Medición
Ancho de banda	300 MHz en dos bandas	580 MHz en una banda
Ganancia	7.3 a 10.8 dB	6 a 10 dB
Patrón de radiación	Directivos y sin cambios considerables	Directivos y sin cambios considerables

Tabla 1. Comparación de resultados.

Como es observado en cuanto a la simulación el ancho de banda de impedancia no cumple con el requerimiento mínimo, debido a que sólo tiene 300 MHz de ancho de banda contra los 580 MHz de la medición, la ganancia simulada es mayor que la ganancia medida en relación de 1 a 2 dB según la frecuencia y los patrones en ambos casos son prácticamente iguales.

IV. Discusión

Un punto a considerar como discusión es la distribución de corriente en la antena, en el que si se realiza un análisis muy minucioso y exacto se puede llegar a mejores resultados, es decir, un ancho de banda más amplio, una ganancia más

alta y patrones de radiación más uniformes. Esto se puede lograr si en el diseño de la antena se suavizan más los pétalos o brazos, lo que haría que la corriente viaje muy suavemente en ellos, aunque esto generaría un radiador con dimensiones más grandes, que repercute en una fabricación más costosa y complicada. Pero daría lugar a una antena que funcione no sólo para recepción en banda L sino para algunas aplicaciones más.

V. Conclusiones

Como se ha expuesto anteriormente en este trabajo el radiador cumple a la perfección con todos los requerimientos que se impusieron como objetivo, como lo son el ancho de banda, la ganancia, la conservación de los patrones de radiación, la polarización circular y un excelente ancho de haz. Por los materiales de que está construida, funcionalidad y practicidad la hace viable para la recepción en banda L, además de que su reproducción no es costosa. No es de un gran tamaño así que no ocuparía mucho espacio dentro de los receptores satelitales, es de un peso muy ligero y de fácil fabricación.

Otro punto a concluir es que concuerdan los resultados entre la simulación y la medición.

Esta antena sirve para aplicaciones como navegación aérea, marítima y terrestre, así como para posicionamiento global y en general para aplicaciones de banda ancha en sistemas de radiocomunicación.

Se pudo comprobar que es una antena apta para resolver la problemática planteada.

VI. Referencias

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and design*, 3ra Edición, John Wiley & Sons, Inc. Estados Unidos. 2005.
- [2] W. L. Stutzman, G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*. 2da Edición. John Wiley & Sons, Inc. Nueva York. 1998.
- [3] A. G. Roederer, "The cross antenna: A new low-profile circularly polarized radiator",

IEEE Transactions of antennas and propagation. Vol. 38. No 5, Mayo de 1990.

- [4] L. Salazar Arias, *Caracterización de una antena rómbica para antenas inalámbricas (2.4 GHz)*, tesis para obtener el título de Ingeniero en Telemática, UPIITA, México D.F., 2008.
- [5] S. Peña Ruiz, *Análisis paramétrico de una antena rómbica planar de cruz*, tesis para obtener el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería de Telecomunicaciones, SEPI ESIME, México D.F., 2011.
- [6] L. E. Carrión River, *Arreglo conforme para recepción GNSS en la banda GPS-L1*, tesis para obtener el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería de Telecomunicaciones, SEPI ESIME, México D.F., 2012.
- [7] P. D. Groves, *Principles of GNSS, Inertial, and Multisensor Integrated Navigation Systems*, Artech House, Inc. Boston, 2008.
- [8] G. Kumar, K. P. RAY, *Broadband Microstrip Antennas*, Artech House, Inc. Estados Unidos. 2003.

VII. Autores

José Esteban Cerda Palma pasante de la carrera de Ingeniería en Comunicaciones y Electrónica en la ESIME-IPN, actualmente es estudiante de la Maestría en Ciencias en Ingeniería de Telecomunicaciones en la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica.

Dr. Jorge Sosa Pedroza. Profesor-Investigador Titular de tiempo completo de la ESIME-IPN. Doctor en Electrónica y Comunicaciones por el IPN, tiene cursos de especialización en Comunicaciones, en la Universidad de Wisconsin, USA, y Cursos de especialización en caracterización de antenas, Universidad de California USA.

M. en C. Fabiola Martínez Zúñiga. Profesora-Investigadora de la ESIME - IPN de 2003 a la fecha. Ingeniera en Comunicaciones y Electrónica, con una Maestría en Ciencias con

especialidad en Telecomunicaciones en la Sección de Posgrado de la ESIME. Profesora Titular de las academias de Electromagnetismo y Comunicaciones.

M. en C. Luis Eduardo Carrión Rivera obtuvo su título de Maestría en Ciencias en Ingeniería de Telecomunicaciones en la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica. Es Ingeniero en Telecomunicaciones por Parte de la Universidad Cristóbal Colón en Veracruz, México. Actualmente trabaja en el laboratorio de antenas y campos electromagnéticos del Centro Nacional de Metrología (CENAM).

Protocols and Localization of a X-bee Base Network

Luis A. González, Pablo Montejo

Instituto Politécnico Nacional- CITEDI, Av. del Parque No. 1310, Mesa de Otay, C.P. 22510, Tijuana, Baja California México, +52 (664) 623-1344, Fax +52 (664) 623-1388, lgonzal@citedi.mx, montejo@citedi.mx.

Abstract

Network communication protocols have an important role in the improvement of processes in industry. Due to the advances on electronics, communication, and informatics, more integrated and efficient hardware and software tools have been developed in this field, allowing a great diversity of technological designs. In this work network and topology analysis of industrial communications are presented, focusing in the standard IEEE 802.15.4 technology. Simulation and experiment of an XBee network were carried out to determine its main characteristics in a closed environment. Tests on a physical application composed of a data acquisition Arduino card, coupled with a transmitter-receiver XBee module were carried out. The XBee module has a real-time data rate of 250 Kbps and can be adapted for data transmission. By using this system a LAN network was structured with a point to point radiofrequency connectivity.

I. Introduction

At present there exist many industrial network communication protocols as well as new and efficient components to built different kinds of local area networks. During the integration of the hardware and software components of an industrial communication network it is essential to count on a classification of the characteristics of the environment i.e. if it is indoor or outdoor, if indoor what is the structure of the building, etc., beside the technical aspects of the communication network as rate, frequency of transmission, and wideband, it is necessary to mention the characteristics of the final elements of a process as actuators, controllers, sensors and data acquisition systems with the stages needed to interchange point to point information and share a specific node in order to reach the maximum rate in data transmission [1]. Every industry requires to monitor, check or control several processes or plants in order to predict their performances [2], and reach for better production policies. A wireless communication network gives the opportunity of integrate a better communication system making use of the information from scattered and remote

components. Data buses are easily extended to facilitate the data flow between measurement points and the control center [3]. The use of industrial networks present several advantages as, interchange information between components that control successive phases of a single process, simplification of man-machine communication, and sharing data between different local networks [4]. General speaking, modern industrial automation and supervision of large plants as petroleum refineries, iron and steel industry, power plants, airports, harbors, etc., too much depend on an efficient, and reliable communication system. Transfer of data between the command center and local close-loop controls, PLC's, monitoring and fault detection systems, are to be robust to noise, attenuation of the signal, and loss of packets of data [5, 6, 7, 8, 9, 10]. Here a local XBee network was built and actuators as electrical on-off switches as well as motors were operated. Tests were carried out on the effects of the relative distance, and height of the transmitter and receiver have on the quality of the signal. It was clear that these parameters are important when building a wireless local network. The paper is divided as follows: the second Section is dedicated to present the

characteristics and parameters of different norms of wireless industrial networks. Section 3 is dedicated to describe the standard IEEE 802.15.4 norm. Section 4 describes the built up of a XBee local network. Section 5 present the experimental results, and finally Section 6 gives the conclusions

II. Elements of a communication industrial control system

There exist a lot of companies dedicated to the development of new protocols and products for industrial networks. Due to this diversity, there is not a general standard. So different companies have developed different solutions every one with different offers and applications. Below in Table I it is shown several standards with their transmission characteristics.

Bus	Max. Vel.	Data packet size	Network
ASI	5 (msec/cc)	4 bytes	100 [m]
FIELDBUS	2.5 (Mbts)	256 bytes	22300 [m]
GENIUS I/O	450 (Kbauds)	128 bytes	2250 [m]
INTERBUS	500 (Kbts)	288 bits	1250 [m]
PROFIBUS	12 (Mbauds)	256 bytes	256 [m]

Tabla I. Consolidated standards.

The above standards are commonly used in the industry for the transmission of data. The main critical point of an industrial wireless communication system is security. In order to assure this, more consolidated and integrated systems are been designed an example of this is the Profibus protocols. Table II shows the different layers of such protocols.

Layers	Profibus DP	Profibus FMS	Profibus PA
Physical	RS 485 / Optical fiber	RS 485 / Optical fiber	IEC 1158-2

Data link	Field Data FDL	Bus Link	Field Data FDL	Bus Link	IEC 1158-2
Applications	Not used		Functions FMS		Not used
User	Basic functions		Basic functions		Basic functions

Tabla II. Profibus protocols.

Of the many commercial wireless communication technology, we chose the XBee standard.

XBee describes a wireless protocol normalized for wide personal area networks (WPAN) and use the (Industrial Scientific and Medical) ISM band. This standard is based on the IEEE 802.15.4, and defines the hardware and software described in terms of network connectivity, physical layer (PHY), and medium access control layer (MAC). There exist several manufacturers that sell the modules that comply with the standard, as MaxStream [11]. Fig. 1 shows a functional block diagram of the physical layer for a 2.4GHz modulation. The Bit a Symbol block receives the bytes from the data unit of the physical layer. The data is separated in two levels. Each level representing 16 symbols. Chip Symbol block receive a symbol and a 32 bits sequence is generated. This sequence is then modulated using Offset Quadrature Phase-Shift Keying (OQPSK).

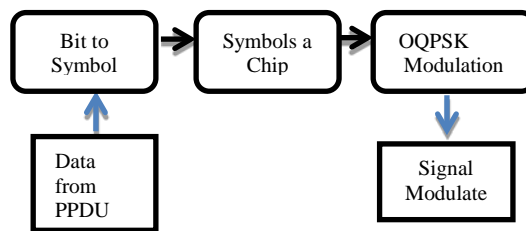


Fig. 1. Functional diagram of the physical layer.

Fig. 2 shows the channel distribution for the IEEE 802.15.4 standard. Channel zero is at 868 MHz frequency, channels from 1-10 are at 915 MHz frequency and channels from 11-26 are at 2450 MHz frequency. Transmission is based on OQPSK modulation and Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) wideband distribution is used. This structure defines 16 channels of 2MHz wideband and 5MHz separation between

channels. The access to the medium is carried out using Carrier Sense Multiple Acces with Collition Avoidance (CSMA-CA).

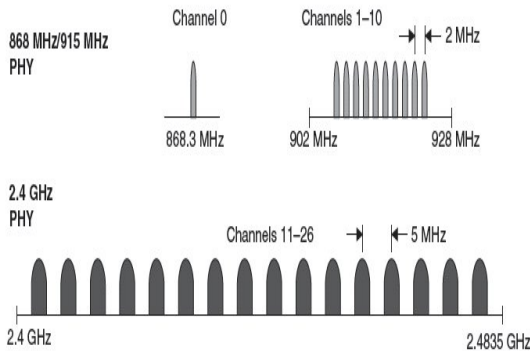


Fig. 2. Channel distribution of the IEEE 802.15.4.

One of the main features of XBee are the services that secure a safe communication. It uses a security model at the sublayer MAC of the IEEE 802.15.4 that gives four services: Access Control, Encrypted Data, Grid Integration, and Sequence of Retards. Fig.3 shows the security sublayer with a brief description of every service. Security depends on the correct negotiation of the symmetric keys, proper implementation, and a security policy to protect the establishment and transmission of keys, tram decipher, and control of elements. Fig. 4 shows the corresponding encrypted model.

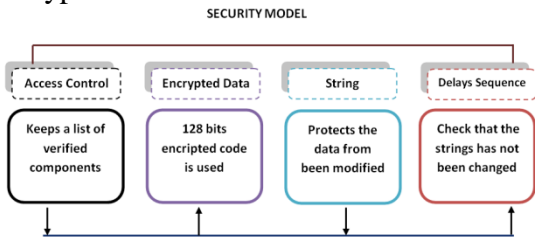


Fig. 3. Security sublayer of the MAC IEEE 802.15.4.

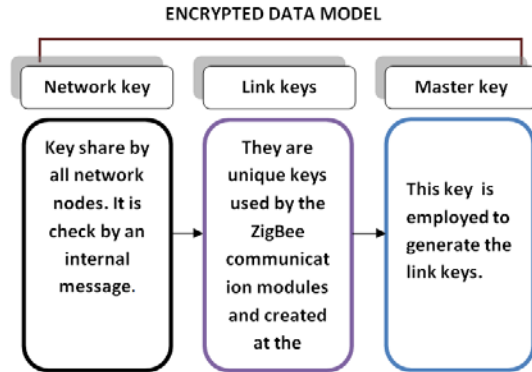


Fig. 4. Encrypted data model.

III. Prototype implementation arduino shield-xbee

The diagram of the prototype built for the purpose of experimentation is shown below in Fig.5

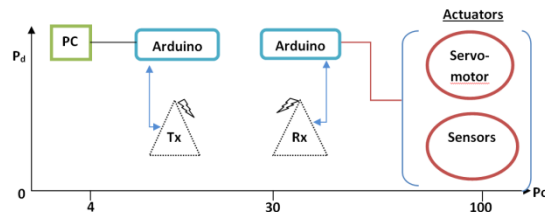


Fig. 5. Prototype diagram.

Briefly, the system is composed of two Arduino data acquisition cards with two XBee transmitter-receiver systems. One pair XBee-Arduino is connected through a USB to a computer. This first package form the master node. Another pair is connected to sensors (phototransistors), and actuators (servomotors and led's). This last pair form the slave node. The master has a program coordinator that is in charge of initiate and keep the XBee network, administration of the control actions, and transmission of commands to the slave node. The slave node execute the commands received from the central command and transmits back the sensor signals. Fig.6 shows the lab prototype with the PC, the system Arduino-XBee cards and some of the circuits with servomotors and led's.

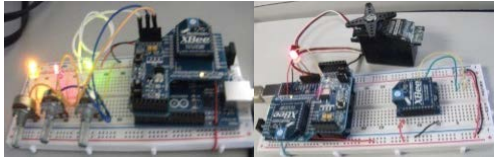


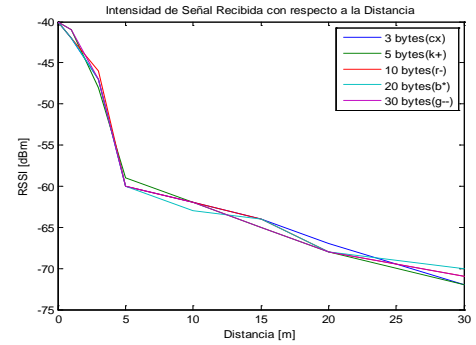
Fig. 6. Laboratory prototype of a wireless communication system.

Parameters as the addresses of origin and destiny of each module, are to be programmed in order to establish a simple link. Table III, below, shows some of this information.

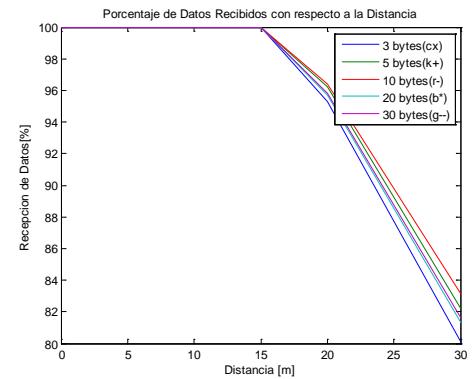
Parameters	RF Module Base Tx	RF Module Remote Rx
MY (Origin address)	1	1
DH (High destiny address)	13A200	13A200
DL (Dirección de Destino Baja)	40491BB4	40491C1F
PAN-ID	3332	3332
CH-Channel	C	C

Table III. Address configuration for a point to point communication.

Arduino and XBee were programmed in C language by the Arduino compiler. The codes were stored in the microcontroller PIC ATmega168 (PIC16F84). In order to find out the effect of the distance on the quality of the transmission, a experiment was carried out for different number of bytes of information. Fig.7 shows the results of this experiment.



a)



b)

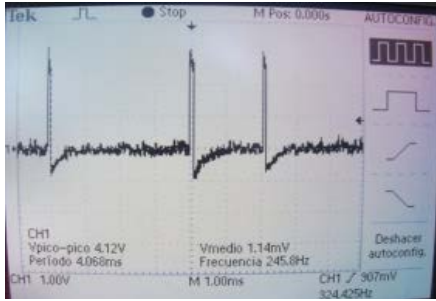
Fig. 7. Graphs of intensity (a) and percentage of data received (b) versus distance.

From the above graphs it is clear that the intensity of the signal drops drastically the first 5 meters and after that keeps falling more steadily. With respect to the data received, information starts to be lost after 15 meters with a rapid deterioration after the 20 meters. It is also clear from the graph that the number of data bytes produce only a small difference on the percentage in the data lost.

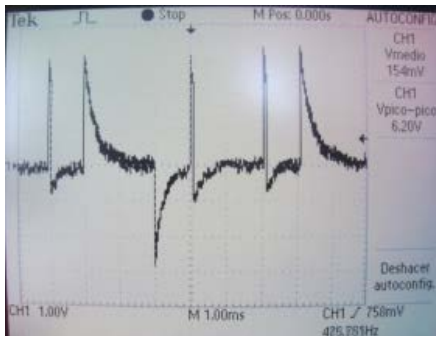
A PWM signal was sent to command the servomotor. Fig.8 shows the transmitted and received signal

Distortion is present as can be seen in signal (b) this effect is due to noise from the servomotors and the attenuation derived from the relative distance between transmitter and receiver.

During the design of a wireless network is important to compute the proper distances between nodes, and between nodes with the control center. This parameter depends on the intensity of the received signal that depends strongly on the environment where the network will operate.



a)



b)

Fig. 8. PWM control signals. (a) transmitted, and (b) received signals.

The function which relates the power of the received signal with the distance and with the type of environment is given below:

$$P_d = P_o - 10 n \log(f) - 10 n \log(d) + 30 n - 34.4 \quad \text{Ec.(1)}$$

where P_d (mW) is the power of the signal received, P_o (mW) is the transmission power at the source, f (MHz) is the frequency of the signal, d (Mts) is the relative distance, and n is a parameter that depends on the type of the environment where the network will work. Table IV gives the values of n for different types of environments.

n	Environment
2.0	Free space
1.6 up to 1.8	Inside of a building
1.8	Supermarket
1.8	Factory
2.09	Coferense room
2.2	Store
2 up to 3	Inside of a factory without line of sight

2.8	Inside of a home
2.7 up to 4.3	Inside of a building without line of sight

Tabla IV. Values of n for different environments.

Graphs in Fig.9 show the behavior of the power at the reception node with respect to the distance from the source for environments with $n = 3$ (factory without line of sight), and $n = 1.8$ (factory with line of sight) respectively.

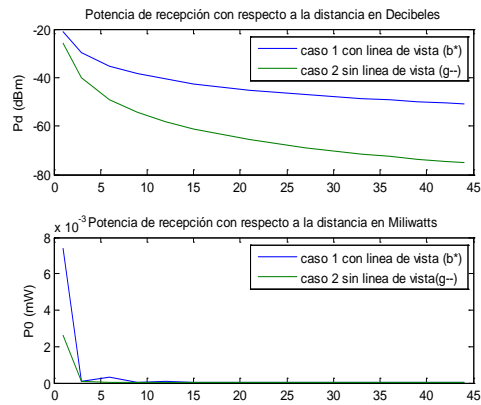


Fig. 9. Power reception for different values of n.

It is clear from the graphs that there is a big change in the power received at the same distance between the two environment showing less attenuation the environment with no obstacles in its line of sight. The difference in reception increases as moving further from the source and reaches as much as 23 dBm at 40 mts. Other parameter that also has an effect on the reception is the relative difference in height between the transmission and reception nodes. This is shown in the graphs in Fig.10.

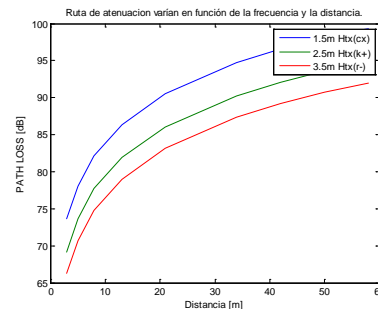


Fig. 10. PATH LOSS or attenuation path.

Such graphs are known as Path Loss or attenuation path. The 3.5 mts. difference in height path loss, is the lowest graph, and the 1.5 mts. difference in height path loss is the highest one in Fig.11. The difference in attenuation between them is almost of 9 dBm at 10 meters of distance. At 45 meters, the 1.5 meters height reaches almost the 100Dbm of attenuation, therefore the signal is no longer identifiable, while the 3.5 meters height at this distance suffers an attenuation of 88 dBm, 12 dBm less attenuation than the 1.5 meters height, making still possible to recognize the signal. It is clear from the above that the physical localization of the nodes in a network is important in the quality of performance of the network. Therefore it is of great importance to perform experiments in situ or solve an optimization problem in order to obtain the best physical localization.

IV. Conclusions

This work presents the theoretical and experimental results obtained from a simple wireless network set up for control of actuators, and measurement of physical signals found in a factory. It is shown that the reception of the signal depends heavily on the environment where the network is going to work. Industrial environments are subject to electromagnetic noise, unclean atmosphere, high humidity, obstacles as walls and machines, etc., that intervene in the deterioration of the transmitted-received signals. Such deterioration is manifested as distortion, attenuation, loss of information, etc. Here is shown and described a wireless communication laboratory network based on the XBee standard. This standard is used in industry, scientific, and medical fields. In industry the security of the network is vital since many of the operations are carried out in Real Time. Therefore, the reception of the signals must be between the parameters given by an efficient communication channel. Among these parameters, in this work were considered the physical localization of the nodes based on the power of the signal received. This parameter

depends on the distance, and the environment found between the receptor and transmitter. Difference on height, that may improve the line of sight, between transmitter and receptor nodes is also an important parameter. Experiments were carried out under the above conditions that resulted on curves of performance close to the simulation. The experiments were carried out using a data acquisition Arduino card complemented with a wireless communication XBee module that works under the standard IEEE 802.15.4 norm. In a clean environment the XBee module has a 100 mts. reception that it was found to be reduces drastically to 30 mts when in an environment with obstacles. Problems as loss of data, noise induced in the channel, and possible delays are to be investigated in future experiments. The XBee technology probed to performs well under the different conditions of the experiments.

V. Bibliography

- [1] AEG Schneider Automation. Modicon User's Guide. 1996.
- [2] National Instruments. Introduction to Wireless Measurement Applications. Environmental Monitoring, Energy Monitoring, Building Monitoring, Machine Condition Monitoring, Structural Health Monitoring, Distributed Temperature Monitoring, Transportation and industrial Monitoring, 2010.
- [3] Vázquez López Carlos Edgar, Tesis: Hardware para un Sistema de Supervisión Remoto, Centro de Investigación y Desarrollo de Tecnología Digitales IPN, 1996.
- [4] Gonzales Ricardo, Cataldo Giacarlos y Landaeta Miguel. Energy and Technology for the Americas: Education, innovation, Technology and Practice. Seventh LACCEI Latin American and Caribbean Conference for Engineering and Technology, San Cristobal, Venezuela, 2009.

- [5] Rosa Robledo Zandor Ariel. Sistema de Monitoreo Distribuido de Procesos. Instituto Politécnico Nacional. 2008.
- [6] Vázquez Hernández José Conrado. Tesis: Estandarización de un Sistema de Control Supervisado para una Red de Distribución de Agua Potable: caso región Tijuana. Centro de Investigación y Desarrollo de Tecnología Digital IPN. 2005.
- [7] Tejada Coteró Ángel, Monitoreo de la Disponibilidad del Sistema de Control y Adquisición de Datos SCADA. Instituto Politecnico Nacional. 2009.
- [8] Belen Curto Diego , Vidal Moreno Rodilla, Carlos Fernandez Carames , Anibal Chehayeb Moran y Raul Alves Santos. Applying a software framework for supervisory control of a PLC-based flexible manufacturing systems. Springer-Verlag. London. 2009.
- [9] Chunguang Ma, Zhiguo Shang, Huiqiang Wang, and Guining Geng, An Improved Key Management Scheme for Heterogeneity Wireless Sensor Networks. College of Computer Science and Technology. Harbin Engineering University Harbin. China. 2007.
- [10] Andreas Willig, Recent and Emerging Topics in Wireless Industrial Communications: A Selection. On line http://iee-ies.org/tii/Editorials/TopicsInWirelessIndComm_Preview.pdf.
- [11] Méndez Delgado Gerardo. Tesis: ZigBee y sus Aplicaciones en el Monitoreo y Control de Procesos a Distancia. Universidad Autónoma de San Luis Potosí. 2009.
- [12] Avellaneda Bohórquez Daniel Eduardo, Evaluación de Redes Inalámbricas de Sensores Basadas en el Proyecto SMART DUST en Procesos de Automatización Industrial. Universidad de los Andes. Bogotá D.C. 2007.
- [13] Hurtado López Javier. Tesis: Simulación y Análisis de Redes en Clúster IEEE 802.15.4. Universidad de Málaga. 2009.
- [14] Alcalde González Esteban, José A. López García de Paredes, Valencia Rey Carlos Buzz, Desarrollo de juego multiusuario y periféricos utilizando ZigBee para su control. Universidad Complutense de Madrid. 2007.
- [15] Acosta Ponce María Catalina. Estudio del estándar IEEE 802.15.4 “ZigBee” para comunicaciones inalámbricas de área personal de bajo consumo de energía y su comparación con el estándar IEEE 802.15.1 “Bluetooth”. Escuela Politecnica Nacional. Quito. 2006.
- [16] Tarek Sobh, Khaled Elleithy, Ausif Mahmood A. Karim, Book: Novel Algorithms and Techniques in Telecommunications. Automation and Industrial Electronics. Pp. 581, Springer, 2008.

Análisis de Capacidad de Canal e Interferencia en Femtoceldas Aplicada a Comunicaciones Vehiculares

Víctor Manuel Hinostrroza Zubía, Elda Pérez, Alejandra Mendoza

Universidad Autónoma de Ciudad Juárez, Av. Del Charro # 450 norte Colonia Partido Romero, Ciudad Juárez Chihuahua, México 32310, 656-6884800 al 09, ext. 4971 y 4674, Fax: 656-6884841, vhinostr@uacj.mx, ebetsypm87@gmail.com, alemendo@uacj.mx.

Resumen

En este trabajo se realizaron y analizaron diversas mediciones en femtoceldas con ambientes de propagación internos y con vehículos en movimiento. Una femtocelda es una forma de conexión al sistema de comunicación por medio de un enlace de corta distancia. El método de sondeo que se utilizó fue por medio de un analizador de espectros y un generador de señal de amplio ancho de banda. Los parámetros que se analizaron fueron; el perfil de potencia-retardo PDP, relación Doppler-retardo, potencia recibida, respuesta al impulso promedio y envolvente de frecuencia.

Palabras clave: Femtoceldas, PDP, Retardo, Doppler, V2V.

I. Introducción

Una de las tendencias más fuertes para cubrir la nueva demanda de servicios en telefonía móvil son las femtoceldas, las cuales nos permiten establecer comunicación con una red de voz y datos de alta confiabilidad y eficiencia. En telecomunicaciones se le conoce como estación baja del punto de acceso; únicamente se conecta con la red de servicio vía banda ancha. Su bajo costo y alto rendimiento muestran un beneficio de importancia, ya que permite que la cobertura del servicio se amplíe dentro de un área requerida, sin aumentar los costos de una manera significativa. Una femtocelda es una forma de conexión al sistema de comunicación por medio de un enlace de corta distancia. Típicamente decenas de metros. El manejo de las interferencias del sistema de femtoceldas ha sido el principal problema para la utilización de este tipo de enlaces, ya que la interferencia afecta la calidad de la comunicación.

El análisis obtenido se realizó para la tecnología V2V Vehículo a Vehículo (V2V, "vehicle to vehicle"), en este caso se empleo un método de análisis y medición en ambiente exterior siguiendo los parámetros correspondientes a este tipo de escenario. Este

tema se desarrollo en parte en el laboratorio CITI INSA en Lyon, Francia.

Uno de los trabajos iniciales en el área de propagación en ambientes internos a corta distancia fue el trabajo de Pugliese et al. [11], este trabajo fue hecho usando frecuencias de 900 MHz y 60 GHz, su objetivo fue de caracterizar la propagación dentro de edificios. Otro trabajo que fue realizado con técnicas de ancho de banda estrecho fue el realizado por Sexton y Rappaport [14]. El trabajo presentado por Bultitude [5] reporta mediciones de propagación en las bandas de 880 a 900 MHz, Affandi and Citerne [1] investigaron la dependencia a la frecuencia de los parámetros para la propagación en ambientes internos. Las frecuencias seleccionadas fueron; 450, 900, 1800, 2400 y 5800 MHz.

Para una mejor cobertura en telefonía móvil se ha lanzado una nueva tecnología basada en las femtoceldas, estas permiten establecer comunicación con una red de voz y datos de alta confiabilidad y eficiencia en hogares y empresas. Zhang Jie, y Guillaume [15], nos muestran la arquitectura de las femtoceldas conectadas a un servidor y su funcionamiento, dan una explicación breve acerca de las interferencias existentes y las causas que lo provocan en este

caso los autores se enfocan en interferencias entre la macro celda y una femtocelda. Por otra parte Robert Saunders Simon, Stuart Carlaw, Andrea Giustina, Ravi Raj Bhat [16].

La tecnología V2V ofrece un método para incluir sistemas de ayuda al conductor en una amplia gama de vehículos. Un análisis a realizar y posible problema a resolver es el modelado del canal de comunicación para el diseño y evaluación de los sistemas de comunicación vehicular. El canal de comunicación V2V presenta nuevos retos de investigación dado que los dos vehículos; el que envía y el que recibe pueden estar moviéndose a grandes velocidades en las carreteras y las antenas están a una altura muy baja respecto a la tierra. Los canales V2V a menudo tienen rangos dinámicos mucho mayores que los canales convencionales y experimentan desvanecimiento severo.

La interferencia y capacidad del canal entre femtoceldas es un problema que se estudia en este trabajo, la interferencia es provocada principalmente por el canal adyacente generado dentro de la misma celda o celdas vecinas, en aplicaciones de hogares o en áreas de trabajo cercanas, tales como; oficinas.

II. Sondeo de Canal

El método más simple de un sondeo de canal sería transmitir un impulso de banda limitada y grabar la señal que llega a la ubicación receptora. En la práctica, este método no es viable ya que la duración del impulso que puede ser transmitida estaría limitada, debido a los requisitos de licencia en el espectro para realizar tales pruebas. Los cuales pueden estar diseñados para trabajar a una relación señal a ruido de mayor magnitud. Por esto el impulso recibido probablemente sería recibido con mayor ruido. El equipo de sondeo usado en este trabajo es mostrado en la figura 1. El cual consta básicamente de un transmisor con un generador de funciones y un receptor por medio de VNA, con pos-procesamiento con Matlab.

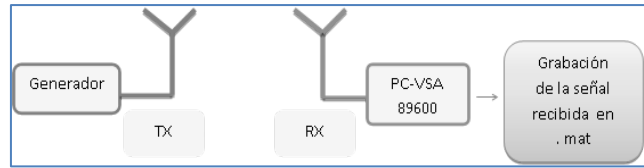


Fig. 1. Equipo de sondeo.

Para realizar lo anterior, se analizan primero las características que se desean en un canal de transmisión, entre ellas la dispersión máxima del retardo entre las señales en diferentes rutas. Las técnicas de un sondeo de canal se pueden clasificar de acuerdo con el tipo de señal que se transmite. Así, tenemos que nuestro sistema puede estar en función del tiempo donde la señal ocupa una banda de frecuencia ancha, que se refleja también en el procesamiento simultáneo de señales de diferentes frecuencias al receptor. Por otro lado, se encuentran los métodos para que las señales de diferentes frecuencias se procesen sucesivamente. Para este proyecto la señal que se transmitió y se analiza en recepción está en el dominio del tiempo.

Datos	
Datos de entrada	de Secuencia PN 15
Frecuencia de entrada	de 5.9 GHz
Velocidad de símbolo	de 46.0816 Mbps
Ancho de banda	de 36 MHz

Tabla 1. Parámetros para mediciones vehiculares.

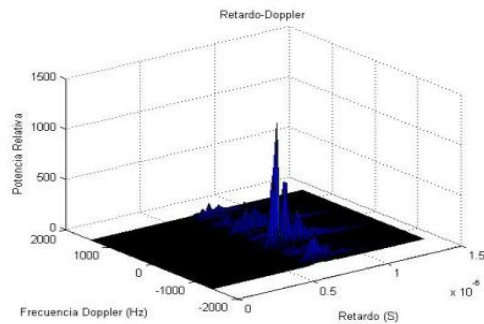


Fig. 2. Perfil de Potencia Retardo.

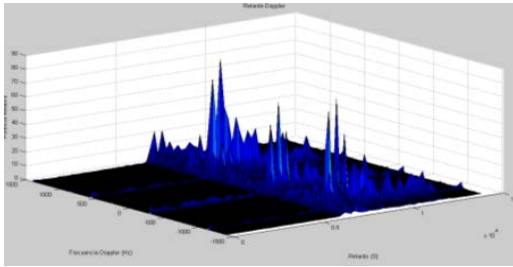


Fig. 3. PDP y Doppler.

Para las mediciones con vehículo se utilizó una aplicación de Android “My Tracks”, esta función nos permite ver la localización, velocidad, trayectoria recorrida y tiempo. Para sincronizar el reloj de la medición esta aplicación nos permite manualmente mediante un archivo .csv cortar la trayectoria donde no se adquirió ningún dato, para así obtener la velocidad promedio de cada medición.

III. Resultados

Lo que el PDP describe es la relación entre la potencia de la señal recibida con la dispersión de retardo que se genera en la señal debido al efecto de multi-trayectoria. La primera señal que se recibe, generalmente es la señal LOS, si este efecto existe. Si no es así, será la primera señal NLOS que se recibe en el tiempo. A partir de la primera señal, se empieza a contar el tiempo relativo con respecto a esta señal, para saber que tanto se dispersa la señal en el tiempo, hasta que se atenúa a un valor predeterminado o cero. Las figura 2 y 3 muestran las mediciones de 150 impulsos y su variación en el tiempo, así como la frecuencia Doppler de cada uno de estos impulsos. El máximo valor corresponde, normalmente, a la primera señal que llega a la antena y el tiempo cero corresponde al tiempo de transmisión de la señal impulso. El parámetro de la frecuencia Doppler y su relación con la dispersión de retardo fue analizado con mediciones seleccionadas de este parámetro según se muestra en la figura 3. Se puede observar en esta figura que la dispersión de frecuencia Doppler no pasa de varias decenas o cientos de Hertz, congruente con la relativa baja

velocidad o movimiento esperado dentro de un edificio, tales como el de personas caminando.

En la figura 4 se muestra el PDP conjunto de 150 respuestas diferentes. En todas la mediciones se puede observar que la dispersión de retardo es menor a $1 \mu\text{s}$, durante todo el tiempo de la medición, que corresponde a alrededor de 150 impulsos en un tiempo aproximado de 0.2 segundos. Se puede observar también que la dispersión es más o menos constante durante el tiempo de la medición. Lo anterior es congruente con la característica del medio ambiente de ser un medio ambiente muy estable. Aunque el medio ambiente está lleno de dispersores y obstáculos, por tratarse de un laboratorio de forma irregular, los PDP muestran que las características de propagación son muy estables. Además, la máxima potencia también indica estabilidad del transmisor.

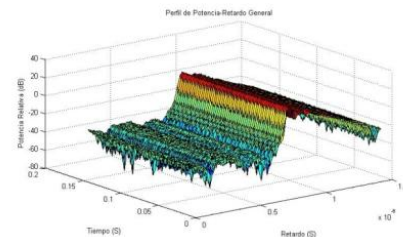


Fig. 4. PDP de 150 respuestas al impulso.

En el siguiente parámetro se trata de observar y analizar la tendencia de atenuación de la dispersión de retardo y cuáles son las principales componentes de retardo que influyen en la respuesta. Para realizar lo anterior se sacó el promedio de todas las respuestas en el período de tiempo de la medición considerando la señal multi-trayectoria. Además, se separaron las principales componentes de dispersión de retardo del promedio mencionado arriba. En las gráficas de la figura 6 se puede observar que la caída del perfil sigue una tendencia de caída exponencial, las gráficas son semi-logarítmicas.

El siguiente parámetro que se analizó fue el de máxima potencia recibida durante el tiempo de la medición. Este parámetro nos sirve para determinar la dispersión de retardo y el desvanecimiento a baja escala de cada punto del

medio ambiente y ver como varía este parámetro considerando todas las respuestas al impulso de la señal recibida. Observando la figura 5 se puede deducir que la potencia no tiene una tendencia única, sino que algunas veces tiene picos y valles que suben y bajan lentamente como se puede observar en la figura 5. En otras ocasiones mantiene una variación oscilante. Aunque esta oscilación es insignificante dada la escala de la figura.

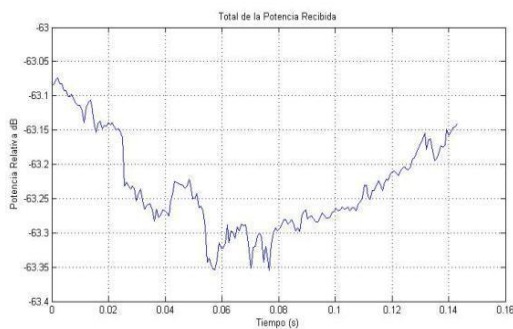


Fig. 5. Potencia recibida.

Asimismo, si observamos las gráficas de tiempo-retardo se puede inducir que la primera señal que arriba a la antena contiene la mayoría de la potencia. Por lo que el uso de un ecualizador no tendría mayores efectos en este ambiente. Además, en todos los casos la señal de dispersión se atenúa antes de llegar a los 500 nanosegundos.

Para las mediciones vehiculares se comparará una medición estática con una medición en movimiento como observaremos en las siguientes gráficas. La figura 7 muestra el PDP de una medición tomada con un vehículo en movimiento. Se puede observar que hay más variación en cada una de las respuestas de la figura 7.

Se observa en la figura 8 que la envolvente de frecuencia, aunque es de amplio ancho de banda, no es relativamente plana. Lo cual es muy importante para la definición del impulso de la señal transmitida. Esto significa decir que hay más de un impulso. Asimismo, se observa en la figura 8, que el desvanecimiento no es muy pronunciado, observándose pocos cambios de nivel significativos

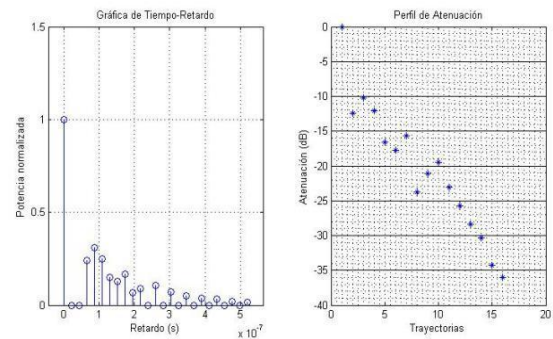


Fig. 6. Perfil de atenuación.

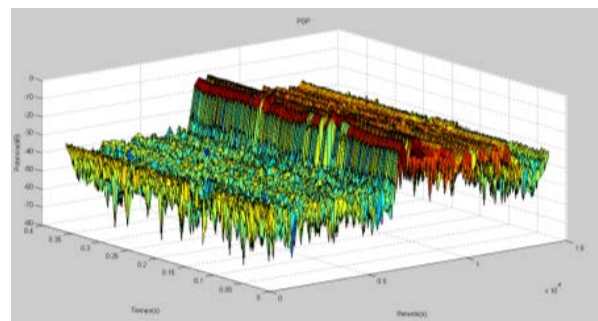


Fig. 7. Perfil de Potencia Retardo Vehicular.

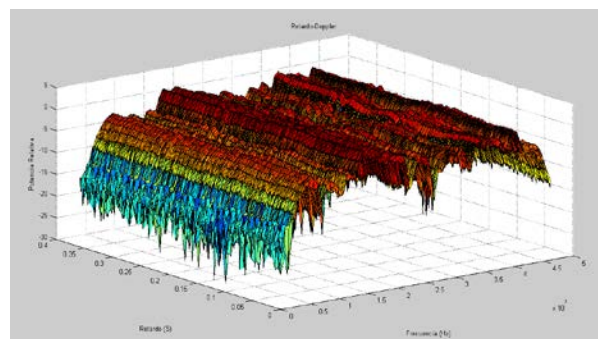


Fig. 8. Envoltura de frecuencia.

IV. Conclusiones

En este trabajo mediante el análisis y simulación del canal se presentó información y una idea básica de la propagación de las señales en distintos ambientes. Se realizaron mediciones para Equipos tomando en cuenta el modelo del equipo de femtoceldas. Este mismo método se puede adaptar a sistemas MIMO y así mismo realizar mediciones y campañas en diferentes escenarios para la comparación de los resultados obtenidos con el fin de validarlos.

Respecto a las mediciones vehiculares, no hubo problema en cuanto a observar las señales multi-trayectorias en la señal se observa un espectro definido a pesar de que el ancho de banda es limitado. Por lo tanto se obtienen graficas proporcionadas del comportamiento y potencia de la señal.

Falta hacer análisis sobre los datos y comparaciones entre medios ambientes, se recomienda continuar el análisis de estos datos y el código presentado aún se puede explotar más para configuraciones SIMO o MIMO , así mismo sacar las estadísticas de Rayleigh

V. Referencias

- [1] A. Affandi, G. Zein, and J. Citerne, "Investigation on Frequency Dependence of Indoor Radio Propagation Parameters", IEEE VTC'99, pp.1988-1992.
- [2] P. A. Bello. "Characterization of randomly time-variant linear channels", IEEE Transactions on Communications Systems, December 1963, pp. 360-393.
- [3] P. A. Bello. "Time-frequency duality", IEEE Transactions on Information Theory, July 1964, pp. 18-33.
- [4] P. A. Bello. "Measurement of random time-variant channels", IEEE Transactions on Information Theory, July 1969, pp. 469-475.
- [5] R. Bultitude. "Measurement Characterisation and Modelling of Indoor 800/900 MHz Radio Channels for Digital Communications", IEEE Communication Magazine, June 1987, Vol.25, No.6, pp. 5-12.
- [6] G. Corazza, V. Degli Esposti, M. Frullone and G. Riva. "A characterisation of indoor space and frequency diversity by ray-tracing modelling", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, April 1996, Vol. 14, No. 3, pp. 411-419.
- [7] D. M. J. Devarsivatham. "Time delay spread measurements of wide band radio signals within a building", Electronic Letters, November 1984. Vol. 20. No. 23. pp. 950-951.
- [8] D. C. Green Radio Communications, 2nd. Ed. Longman, 2000.
- [9] H. Hashemi. "Impulse response modelling of indoor radio propagation channel". IEEE Journal on Selected Areas in Communication. 1993. Vol. 11. No. 7. pp. 967-978.
- [10] Hashemi H., "The indoor radio propagation channel", IEEE Proceedings. Vol. 81, No. 81. July 1993. pp. 943-967.
- [11] G. Pugliese, and S. E. Alexander. "Cordless communications within buildings: result of measurements at 900 MHz and 60 GHz", BT Telecommunications Technology Journal, July 1983. Vol. 1. No. 1. pp. 99-105.
- [12] H. Hashemi, M. McGuire, T. Vlasschaert, and D. Tholl. "Measurements and Modelling of Temporal Variations of the Indoor Radio Propagation Channel". IEEE Transactions on Antennas and Propagation. August 1994. Vol. 43. No.3. pp.733-737.
- [13] W. C. Jakes, Microwave Mobile Communications, John Wiley and sons. 1974.
- [14] T. A. Sexton and K. Pahlavan, "Channel modelling and adaptive equalization of indoor radio channels", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, January 1989, Vol. 7, No. 1, pp. 114-120.
- [15] Zhang Jie, Guillaume de la Roche. Femtocells technologies and development. Wiley Ltd Publications. 329 pages.

Medición Interferométrica-Espectral de la Birrefringencia en Fibras de Cristal Fotónico

Esteban Molina Flores, Blanca Araceli Ramírez Solís, Delfino Rodríguez Valencia

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Facultad de Ciencias de la Electrónica, Blvd 18 Sur y Av. San Claudio, CU, Col San Manuel, CP.72000 Puebla, Puebla, Méx., emolina@ece.buap.mx.

Resumen

Se demuestra la posibilidad de realizar la medición de la birrefringencia de fibras de cristal fotónico preservadoras de la polarización, empleando una técnica interferométrica-espectral. Las fibras de cristal fotónico preservadoras de la polarización, empleadas presentaron valores de alta birrefringencia de 5.7×10^{-4} a 6.7×10^{-4} , debido a que fueron de distinto fabricantes, pero todas funcionales en la vecindad de los 1550 nm. Un tramo L, de cada fibra birrefringente formó parte del lazo del interferómetro de Sagnac, produciendo un espectro de transmitancia dependiente de la longitud de onda para cada interferómetro de Sagnac conformado. Los datos espectrales se registraron mediante un analizador de espectro óptico de alta precisión, mismos que se consideraron para calcular los valores de birrefringencia asociados a cada ejemplar de fibra de cristal fotónico preservadora de la polarización, cuyos valores se verificaron compatibles con el rango de valores anticipados por sus fabricantes.

Palabras clave: Fibra óptica, Preservadora de la polarización, Interferómetro, Cristal fotónico.

I. Introducción

Las fibras de cristal fotónico (*photonic crystal fiber*, PCF), también conocidas como fibras ópticas micro-estructuradas, son una nueva clase de fibra óptica que ha generado un gran interés en la investigación en los últimos años [1-3]. La fibra de cristal fotónico (PCF) puede proporcionar propiedades que la fibra óptica ordinaria no puede. Estas pueden ser: operación monomodal desde los UV a los IR con grandes diámetros de campo de modal, el rendimiento altamente no lineal para la generación de súper continuo, apertura numérica (NA) valores que van desde los muy bajos hasta aproximadamente 0,9, propiedades optimizadas de dispersión, y la orientación de núcleo de aire, entre otros. Las aplicaciones de fibras de cristal fotónico incluyen la espectroscopia, la metrología, la biomedicina, las imágenes, las telecomunicaciones, el mecanizado industrial y militar, y la lista sigue creciendo ya que la tecnología se convierte en una línea principal. Las fibras de cristal fotónico se dividen generalmente en dos categorías principales: fibras de índice guiado que tienen un

núcleo sólido, y las de banda prohibida fotónica o fibras de guía de aire, las que tienen elementos micro-estructurados periódicos y un núcleo de material de índice de refracción bajo (por ejemplo, núcleo hueco). La flexibilidad en el diseño de la PCF, las distingue de las fibras convencionales, y varias PCF se han desarrollado enfocándolas para diferentes aplicaciones tales como la detección con fibra óptica [4-6]. Las fibras fotónicas preservadoras de la polarización (*polarization-maintaining*, PM-PCF), ahora son comercialmente disponibles, y poseen como principales características una alta birrefringencia y baja sensibilidad a la temperatura. Las PM-PCF implementadas en los lazos de los interferómetros de Sagnac (IS) han funcionado apropiadamente para propósitos de detección tensión mecánica, y variaciones de temperatura [7-10].

La técnica que se presenta en este trabajo es de tipo interferométrica-espectral, debido a que la PM-PCF llega a formar parte del interferómetro de Sagnac (IS) [11], de tal manera que su parámetro de birrefringencia, se involucra en la función y espectro de transmitancia del IS. Es de

este espectro, que se toman los datos medidos, que en conjunto con las relaciones deducidas en el planteamiento de esta técnica, permiten la determinación de tan importante parámetro para el diseño de sensores basados en este IS. Los parámetros de resolución, exactitud y precisión en la medición de la longitud de onda, serán tan pequeños como sean los del analizador espectral óptico (*optical spectrum analyzer*, OSA) empleado: 0.1 ppm, 1 ppm, y ± 2 ppm, respectivamente (para un OSA 202 Thorlabs®).

II. Principio funcionamiento del IS con lazo PM-PCF de longitud L

En esta sección se hace una breve revisión sobre el principio de funcionamiento del interferómetro de Sagnac [12]. Como se ilustra en la Fig. 1, se compone de un acoplador (50/50:1550 nm) de fibra óptica (*single mode fiber*, SMF) 3-dB y un tramo de PM-PCF (PM-1550-01, Thorlabs®). El recuadro muestra una micrografía electrónica de

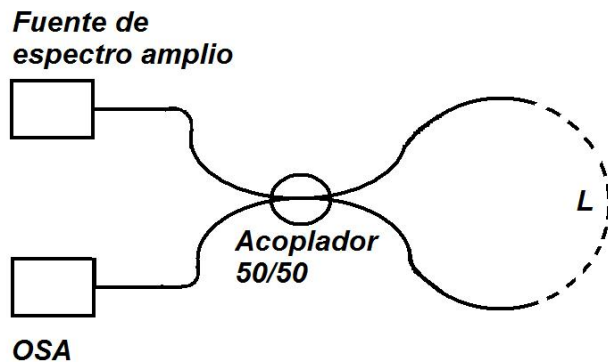


Fig. 1. Esquema básico de un IS con lazo de longitud L de PM-PCF (PM-PCF indicada con línea punteada).

barrido (*scanner electronic micrography*, SEM) de la sección transversal de la PM-PCF, ver Fig. 2. El PM-PCF interconecta los dos puertos de salida del acoplador. Las pérdidas por acoplamiento del empalme entre la PM-PCF y la SMF, fue de menos de 3 dB. La intensidad de la irradiación infrarroja de la fuente, se divide en partes iguales por el acoplador, en dos haces que se contrapropagan en el lazo del IS. Estos haces al pasar por el acoplador, uno de ellos se le llama haz acoplado porque experimenta un retardo en

fase de $\pi/2$, con respecto al haz que mantiene su propagación en la misma fibra del acoplador. En haces en su contrapropagación, experimentan diferentes caminos ópticos debido a la birrefringencia de la PM-PCF, así los dos haces reingresan nuevamente al acoplador y produciéndose la interferencia entre este par de haces.

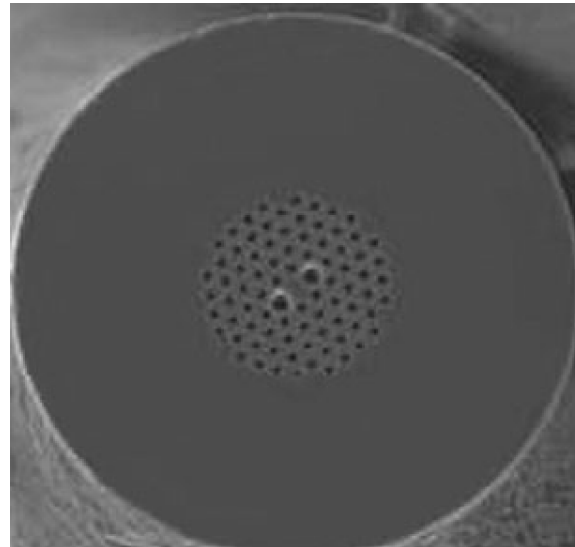


Fig. 2. Cross section SEM image of the PM-PCF.

El PM-PCF empleado en este IS tiene las características siguientes: *Pitch* (distancia entre orificios): 4,4 μm ; diámetro de los agujeros grandes: 4,5 μm , diámetro de los agujeros pequeños: 2,2 μm ; diámetro de la región de orificios: 40,0 μm ; diámetro exterior: 125 μm . Es una estructura constituida por variaciones periódicas del índice de refracción que se caracterizan por tener una banda prohibida que podemos diseñar a voluntad para permitir o impedir la propagación de fotones con determinadas energías. En la banda prohibida no existe refracción de los fotones, produciéndose en consecuencia una reflexión total de la luz, propiedad que podemos aplicar a la fabricación de guías de onda. Se caracterizan por una microestructura de material de bajo índice de refracción sobre un material de mayor índice de refracción, que suele ser sílice. La región de bajo índice de refracción se construye habitualmente mediante conductos de aire (agujeros) que se extienden a lo largo de la longitud de la fibra. Para

averiguar la respuesta de filtro de este interferómetro, se emplea una fuente infrarroja de espectro amplio y con una distribución de intensidades plana, en la vecindad de 1550 nm. Esto provoca una salida típica del IS, un patrón de intensidades de perfil cosenoidal en el dominio de las longitudes de onda, espectro que puede ser medido con un analizador OSA. La función de transmitancia del IS se expresa a través de la Ec. (1):

$$T(\lambda) = \frac{1}{2}[1 + \cos(\delta)], \quad (1)$$

donde δ es la diferencia de fase que el tramo, L de PM-PCF, introduce a los dos haces que se contrapropagan, y además es dependiente de λ .

$$\delta = \frac{2\pi\Delta n_a L}{\lambda} \quad (2)$$

La periodicidad del espectro de salida, que es el espaciado entre dos mínimos adyacentes o dos máximos adyacentes es $\Delta\lambda = \lambda^2 / \Delta n_a L$, donde Δn_a es la birrefringencia, a temperatura ambiente (21°C), de la PM-PCF. Los cambios en la birrefringencia, debido a los parámetros ambientales, se pueden detectar mediante los corrimientos mínimos del espectro de transmitancia, empleando un OSA. Una de las características importantes de la fibra fotónica, es que su sensibilidad a los cambios térmicos son 35 veces más bajas respecto a la sensibilidad que pueden presentar las fibras preservadoras de la polarización típicas. Pero para los propósitos de estas mediciones la PM-PCF siempre estuvo libre de cualquier estímulo mecánico o térmico externo.

III. Cálculo teórico de la birrefringencia del lazo de fibra PM-PCF del IS

Para diseñar un IS de características específicas, es preciso tener conocimiento del valor de la diferencia de índices de refracción del lazo de PM-PCF de longitud L . Esta birrefringencia generalmente es deducida de los datos aportados

por el fabricante. Sin embargo, con el método que en este trabajo presentamos, ahora puede ser determinada experimentalmente. A continuación se ilustra la deducción teórica del modelo matemático que muestra la interrelación entre las siguientes variables: λ , Δn_a , y L , a temperatura constante (temperatura de laboratorio 21°C). De manera inicial, la diferencia de fase entre los ejes principales de una fibra birrefringente, se expresa en la siguiente Ec.(3):

$$\Delta\Phi = \Phi_x - \Phi_y \quad (3)$$

$$\Delta\Phi = \frac{2\pi}{\lambda}(n_x - n_y)L. \quad (4)$$

Por lo que el grado de birrefringencia se describe de la diferencia, $\Delta n_a = n_x - n_y$. En la siguiente Fig. 3 se ilustra la ubicación de longitudes de onda que refieren a dos máximos adyacentes, del espectro de transmitancia cosenoidal del interferómetro de Sagnac. Para cada longitud de onda de intensidad mínima o máxima, ver la Fig.2, existirá una diferencia de fase que se cumple con Ec.(5) y Ec.(6),

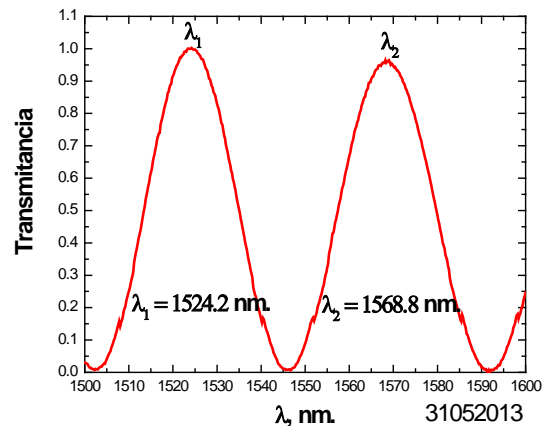


Fig. 3. Ubicaciones adyacentes de los máximos para λ_1 y λ_2 , en la función de transmitancia de un IS.

$$\Delta\Phi_1 = \frac{2\pi}{\lambda_1}(n_x - n_y)L \quad (5)$$

$$\Delta\Phi_2 = \frac{2\pi}{\lambda_2}(n_x - n_y)L \quad (6)$$

Pero también, para cada intensidad mínima o máxima existirá un determinado número N de Longitudes de repetición

$$\Delta\Phi_1 = 2\pi N_0 \quad (7)$$

$$\Delta\Phi_2 = 2\pi(N_0 + 1). \quad (8)$$

Igualando las Ecs.(5) y (6) con (7) y (8), respectivamente se obtiene que:

$$\frac{2\pi}{\lambda_1}\Delta n_a L = 2\pi N_0, \quad (9)$$

$$\frac{2\pi}{\lambda_2}\Delta n_a L = 2\pi(N_0 + 1), \quad (10)$$

con lo cual,

$$\Delta n_a = \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\lambda_1 - \lambda_2} \frac{1}{L}, \quad (11)$$

A partir de la Ec.(11), y empleando las características físicas y espectrales determinadas experimentalmente, se puede calcular el grado de birrefringencia, Δn_a , de la fibra de cristal fotónico birrefringente del lazo del Sagnac. Así mismo, se puede estimar, la separación espectral entre dos máximos consecutivos, mediante la Ec.(12):

$$\Delta\lambda = \frac{\bar{\lambda}^2}{\Delta n_a} \frac{1}{L}. \quad (12)$$

Por otro lado, para estimar la longitud de repetición de la fibra birrefringente, se puede utilizar la siguiente Ec.(13):

$$L_B = \frac{\lambda}{\Delta n_a}. \quad (13)$$

IV. Determinación experimental de la birrefringencia en fibras PM-PCF

Se montaron los interferómetros de Sagnac, con sus respectivos tramos L de PM-FCP, y empleando la configuración experimental de la Fig. 1, se empleó una fuente de irradiación IR de 1400-1600 nm de envolvente plana (lámpara de Wolframio 100 W), verificándose los espectros de salida correspondientes en el OSA. De estos espectros se registraron los valores de longitud de onda para los cuales, la respectiva función de transmitancia de perfil cosenoidal, alcanzaban sus valores máximos adyacentes, λ_1 y λ_2 . Los datos físicos y espectrales de cada IS, se muestran en la Tabla 1.

PM-PCF	λ_1, nm	λ_2, nm	L, m
1. F-SM10-PM-Newport®	1547.9	1556.5	0.49
2. PM-1550-01-Thorlabs®	1546.5	1552.6	0.63
3. LMA-PM-10-NKT Photonics®	1528.6	1565.2	0.10
4. F-SM15-PM-Newport	1524.2	1568.4	0.08

Tabla 1. Características físicas y espectrales del IS.

En la Tabla 1 se muestran cuatro columnas. De izquierda a derecha, la primera muestra el tipo de PM-PCF que conforma el lazo, las columnas 2 y 3 muestran el valor de las longitudes de onda que le corresponden a los máximos adyacentes de su respectivo espectro de transmitancia; y la columna 4 muestra la longitud L del segmento de la PM-PCF. Para calcular el valor de la birrefringencia de la PM-PCF del lazo del IS, los valores de la Tabla 1 se sustituyen en las Ec.(11) y Ec.(13), para determinar los valores experimentales de Δn_a y de L_B . En la Tabla 2, se muestran los valores de Δn_a y de L_B , medidos experimentalmente, correspondientes a cada arreglo interferométrico.

PM-FCP	Δn_a fabricante	Δn_a experimental	L_B, m m
1. F-SM10- PM- Newport®	$>1 \times 10^{-4}$	$5,7 \times 10^{-4}$	2.7
2. LMA- PM-10- NKT Photonics®	$>1.4 \times 10^{-4}$	$6,0 \times 10^{-4}$	2.6
3. PM- 1550-01- Thorlabs®	$>3.9 \times 10^{-4}$	$6,3 \times 10^{-4}$	2.4
4. F-SM15- PM- Newport	$>1.9 \times 10^{-4}$	$6,7 \times 10^{-4}$	2.3

Tabla 2. Comparación de los valores de birrefringencia proporcionado por los fabricantes y los determinados experimentalmente.

En la Tabla 2, se observa que el fabricante simplemente establece un límite inferior respecto al valor de birrefringencia de su PM-PCF, los cuales son perfectamente compatibles con los valores de birrefringencia medidos experimentalmente. Así mismo, Δn_a medido experimentalmente, ratifica su veracidad, debido que satisface perfectamente a la Ec. (1). Las PM-PCF en sometimiento pertenecen a las PM-PCF de alta birrefringencia. Las expresiones deducidas permiten asociar y determinar la íntima relación que poseen los valores de birrefringencia, con la longitud del lazo, y la separación de los máximos en el espectro de salida del interferómetro de Sagnac, lo que le da el carácter a la medición de ser interferométrica espectral.

V. Conclusiones

Se presentó una técnica de medición interferométrica-espectral para determinar experimentalmente la birrefringencia de las fibras de cristal fotónico. Esta técnica realmente aplica para fibras de cristal fotónico preservadoras de la polarización que se les desconoce su valor

nominal de birrefringencia. Para su determinación, es necesario que un segmento L, de esta fibra forme parte del lazo del Interferómetro de Sagnac para obtenerle su correspondiente espectro de transmitancia, e interpretar sus valores arrojados de acuerdo con los modelos presentados en este trabajo. Esta técnica interferométrica basada en el interferómetro de Sagnac, es una alternativa que compite con el método tradicional basado en la elipsometría polarimétrica. Tal método es precisamente utilizado por los fabricantes para medir y reportar los valores nominales de sus productos PM-PCF. Sin embargo, la técnica nuestra interferométrica-espectral es experimental, y sistemáticamente exacta y confiable como lo sea el analizador de espectros ópticos empleado.

VI. Agradecimientos

Agradecimientos por su apoyo parcial a la Vicerrectoría de investigación y Estudios de Posgrado (VIEP) de la BUAP (ref. DAPJ-ING10-G), y al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por su apoyo mediante el proyecto ref. J51757.

VII. Referencias

- [1] J. C. Knight, T. A. Birks, P. St. J. Russell, and D. M. Atkin, All-silica single-mode optical fiber with photonic crystal cladding, *Opt. Lett.* 21(19). (1996) 1547–1549.
- [2] T. A. Birks, J. C. Knight, and P. S. Russell, Endlessly single-mode photonic crystal fiber, *Opt. Lett.* 22(13), (1997) 961–963.
- [3] P. St. J. Russell, Photonic crystal fibers, *Science* 299(5605), (2003) 358–362.
- [4] T. M. Monro, W. Belardi, K. Furusawa, J. C. Baggett, N. G. R. Broderick, and D. J. Richardson. Sensing with microstructured optical fibres, *Meas. Sci. Technol.* 12(7), (2001) 854–858.
- [5] B. J. Eggleton, C. Kerbage, P. S. Westbrook, R. S. Windeler, and A. Hale. Microstructured optical fiber devices, *Opt.*

- Express 9(13). (2001). 698–713. <http://www.opticsinfobase.org/oe/abstract.cfm?URI=OPEX-9-13-698>.
- [6] O. Frazão, J. L. Santos, F. M. Araujo, and L. A. Ferreira, Optical sensing with photonic crystal fibers, *Laser Photon. Rev.* 2(6), (2008) 449–459.
- [7] D.-H. Kim, and J. U. Kang, Sagnac loop interferometer based on polarization maintaining photonic crystal fiber with reduced temperature sensitivity, *Opt. Express* 12(19), (2004) 4490–4495, <http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=oe-12-19-4490>.
- [8] H. Y. Fu, H. Y. Tam, L. Y. Shao, X. Dong, P. K. Wai, C. Lu, and S. K. Khijwania, Pressure sensor realized with polarization-maintaining photonic crystal fiber-based Sagnac interferometer, *Appl. Opt.* 47(15), (2008) 2835–2839.
- [9] O. Frazão, J. M. Baptista, J. L. Santos, and P. Roy, Curvature sensor using a highly birefringent photonic crystal fiber with two asymmetric hole regions in a Sagnac interferometer, *Appl. Opt.* 47(13), (2008) 2520–2523.
- [10] G. Kim, T. Cho, K. Hwang, K. Lee, K. S. Lee, Y.-G. Han, and S. B. Lee, Strain and temperature sensitivities of an elliptical hollow-core photonic bandgap fiber based on Sagnac interferometer, *Opt. Express* 17(4), 2481–2486 (2009), <http://www.opticsinfobase.org/oe/abstract.cfm?uri=oe-17-4-2481>.
- [11] M. L. V. Tse, H. Y. Tam, L. B. Fu, B. K. Thomas, L. Dong, C. Lu, and P. K. A. Wai, Fusion splicing holey fibers and single-mode fibers: A simple method to reduce loss and increase strength, *IEEE Photon. Technol. Lett.* 21(3), (2009) 164–166.
- [12] B. Mortimore, Fiber Loop Reflectors, *J. Lightwave Technol.* 6(7), (1988) 1217–1224.

VIII. Autores

Dr. Esteban Molina Flores Doctorado en Ciencias. Óptica (INAOE).

Dra. Blanca Araceli Ramírez Solís Doctorado en Optoelectrónica (FCFM-BUAP).

Lic. en Electrónica Delfino Rodríguez Valencia, Titulado en FCE-BUAP.

Implementación de Simulaciones Usando Easy Java Simulations para Laboratorio Virtual

Gilberto Sánchez Mares, Efraín Ortega Maldonado, Isabel Castorena Alvarado

Universidad Politécnica de Aguascalientes, Departamento de Ingeniería Mecatrónica, Paseos de San Gerardo No 207, Fracc. San Gerardo, C.P: 20342, Aguascalientes, Ags., gilberto.sanchez@upa.edu.mx.

Resumen

El empleo de herramientas virtuales en el ámbito educativo, además de “promover un aprendizaje significativo, activo y flexible” que facilita el desarrollo de habilidades y actitudes en los aprendices, posibilitan la simulación de fenómenos, sobre los cuales el estudiante puede trabajar sin ningún riesgo, observar los elementos significativos de una actividad o proceso.

Para los casos donde son necesarias la realización de actividades prácticas en laboratorios convencionales, las universidades se enfrentan a dificultades que incluyen la carencia de recursos en personas y espacios y problemas presupuestarios para la adquisición de equipo. Una solución a estos problemas se puede encontrar en la aplicación de los avances tecnológicos a la docencia e investigación, mediante la creación de laboratorios virtuales los cuales puede facilitar la realización de prácticas o experiencias a un mayor número de alumnos; aunque, tanto alumno como laboratorio no coincidan de forma física. En el presente trabajo se realiza el modelo matemático y la simulación de cinco sistemas (Masa y Resorte, Crecimiento Maltusiano, Sistema Ptolemaico, Integración por Montecarlo y Sucesión de Fibonacci) en el programa de Easy Java Simulation, como parte del laboratorio virtual de la Universidad Politécnica de Aguascalientes.

Palabras Clave: Easy Java Simulation, Modelado Matemático, Simulación.

I. Introducción

A. Laboratorios Virtuales

Debido al desarrollo de nuevas tecnologías, nuevos software de programación, nuevos componentes electrónicos y nuevos servicios de telecomunicaciones, ahora es posible desarrollar herramientas didácticas que soporten el proceso de enseñanza-aprendizaje en el entorno educativo, pues se requiere material educativo que capture la atención de los estudiantes y los estimule al aprendizaje, a través de escenarios interactivos e innovadores [1].

El empleo de herramientas virtuales en el ámbito educativo, además de “promover un aprendizaje significativo, activo y flexible” que facilita el desarrollo de habilidades y actitudes en los aprendices, posibilitan la simulación de

fenómenos, sobre los cuales el estudiante puede trabajar sin ningún riesgo, observar los elementos significativos de una actividad o proceso [2].

La estructuración de información mediante hipertexto, multimedia e Internet, es una herramienta valiosa y muy utilizada (tutoriales, cursos, etc.) en la creación de sistemas de apoyo al aprendizaje y de experiencias educativas que no incluyen una componente práctica importante. De igual forma, los sistemas de enseñanza basada en Internet o e-learning, trasladan el entorno de enseñanza a espacios virtuales donde se puede enriquecer el proceso de autoaprendizaje. Pero para los casos en donde son necesarias la realización de actividades prácticas en laboratorios convencionales, las universidades se

enfrentan a dificultades que incluyen la carencia de recursos en personas y espacios y problemas presupuestarios para la adquisición de equipo. Una solución a estos problemas se puede encontrar en la aplicación de los avances tecnológicos a la docencia e investigación, mediante la creación de laboratorios virtuales los cuales puede facilitar la realización de prácticas o experiencias a un mayor número de alumnos; aunque, tanto alumno como laboratorio no coincidan de forma física [3].

B. Modelado Matemático

Un modelo es una representación que describe en forma simplificada el comportamiento de un fenómeno o experimento o un objeto real.

Los modelos pueden ser representaciones físicas, gráficas y simbólicas o matemáticas. Los modelos físicos se usan principalmente para hacer simulaciones. Se llama simulación a un experimento realizado sobre el modelo de un sistema. Como ejemplos de modelos físicos podemos mencionar el geoide, que pone de manifiesto la forma de nuestro planeta y la distribución y forma de los continentes y océanos, la topografía, etc.; un avión a escala, que se utiliza en los túneles aerodinámicos para conocer su comportamiento y estabilidad ante diferentes condiciones atmosféricas ahí simuladas; una maqueta, que es la representación a escala de un edificio o construcciones en general, etc. [4].

C. Simulación

Simulación es el proceso de diseñar un modelo de un sistema real y llevar a cabo experimentación con él, con la finalidad de aprender el comportamiento del sistema o de evaluar diversas estrategias para el funcionamiento del sistema [5]

D. Easy Java Simulations (EJS)

Easy Java Simulations (EJS) es una herramienta de software diseñada para la creación de simulaciones discretas por computador, significa que EJS es un programa que le ayuda a crear

otros programas; más precisamente, simulaciones científicas.

Existen muchos programas que ayudan a crear otros programas. Lo que hace a EJS diferente de la mayoría de los otros productos es que EJS no ha sido diseñado para hacer la vida más sencilla a los programadores profesionales, sino que ha sido concebido por profesores de ciencias para ser usado por profesores y estudiantes de ciencias. Esto es, para personas que están más interesadas en el contenido de la simulación, en el fenómeno mismo que se simula, que en los aspectos técnicos necesarios para construir la simulación [6].

Dado que existe un valor educativo añadido en el proceso de creación de una simulación, EJS puede ser usado también como una herramienta pedagógica. Con él, los profesores pueden pedir a sus estudiantes que creen una simulación por sí mismos, quizá siguiendo algunas líneas directrices previas dadas por el instructor. Usado de esta manera, EJS puede ayudar a los estudiantes a que hagan explícitos sus conocimientos y conceptos. Usado en grupos, EJS puede servir también para mejorar las capacidades de los alumnos para discutir y comunicarse sobre cuestiones científicas.

II. Desarrollo

El presente proyecto se divide en dos etapas, la etapa uno está conformada por la elección de cuatro sistemas y su modelado matemático, la segunda etapa muestra las simulaciones que se realizaron en EJS para la implementación de nuestro Laboratorio Virtual. Los sistemas seleccionados son:

- Masa y Resorte.
- Crecimiento Maltusiano con Recursos.
- Sistema Ptolemaico.
- Integración por Montecarlo.
- Sucesión Fibonacci.

A. Modelado Matemático

1. Masa y Resorte

Para modelar este sistema (Fig. 1), se estudia el movimiento de una partícula de masa m unida a uno de los extremos de un resorte de masa despreciable y de longitud en equilibrio L . El resorte está unido a una pared por su otro extremo y se mueve estrictamente en horizontal.

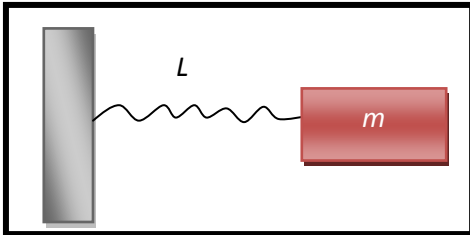


Fig. 1. Sistema de masa y resorte.

Aunque la masa oscilante tiene una solución analítica bien conocida, es útil empezar con un modelo del oscilador armónico simple con el fin de poder comparar nuestra solución numérica con el resultado analítico exacto. Nuestro modelo asume que se producen únicamente oscilaciones pequeñas, de modo que el resorte responde a un desplazamiento (horizontal), δx , desde su posición de equilibrio, L , con una fuerza dada por la ley de Hooke, $Fx = -k\delta x$, donde k es la constante de elasticidad del resorte que depende de las características físicas del mismo. Usamos la segunda ley de Newton para obtener una ecuación diferencial de segundo orden para la posición de la partícula [7]:

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = -k(x - L) \quad (1)$$

Se usa un sistema de coordenadas con el eje X situado a lo largo del resorte y con origen en el extremo fijo del resorte. La partícula se encuentra en la posición x y su desplazamiento desde la posición de equilibrio, $\delta x = x - L$, es cero cuando $x = L$. Resolvemos este sistema numéricamente para estudiar cómo evoluciona el modelo con el paso del tiempo.

2. Crecimiento Maltusiano con Recursos.

Se diseñó una teoría demográfica, económica y sociopolítica según la cual el ritmo de crecimiento de la población responde a una progresión geométrica, mientras que el ritmo de aumento de los recursos para su supervivencia lo hace en progresión aritmética (Fig. 2).

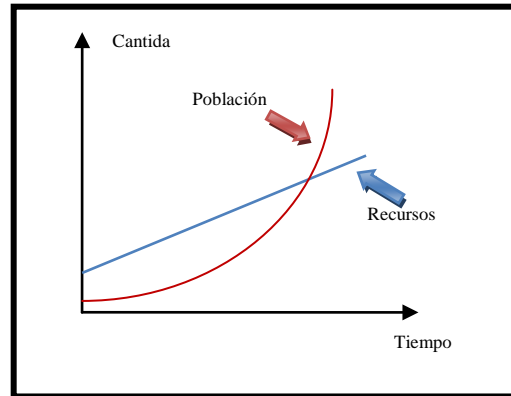


Fig. 2. Gráfica de hipótesis maltusiana.

Según estas hipótesis, de no intervenir obstáculos depresivos tales como hambre, guerras, pestes, etc., el nacimiento de nuevos seres provocaría un crecimiento excesivo de la población a tal grado de llegar a la extinción [8].

De acuerdo con el modelo maltusiano, si en un momento determinado, la población de un país viene dada por el número P_n , la evolución de la población vendrá dada por la fórmula:

$$P_{n+1} = P_n + NP_n - MP_n \quad (2)$$

Donde N es el coeficiente de natalidad y M el de mortalidad de la población. Por tanto, si escribimos $K=1+N-M$, tenemos:

$$P_{n+1} = KP_n \quad (3)$$

Iterando el proceso, a partir de la población actual, P_0 , es fácil concluir que $P_n = P_0 K^n$. Como en aquel momento, la población de Inglaterra estaba creciendo, se concluye que K es un número mayor que 1.

Por otra parte, por razones que desconocemos, Malthus aseguraba que los recursos para alimentar a la población aumentaban solamente

en forma de progresión aritmética. Es decir, si el número Rn representa de alguna manera dichos recursos en el instante n , se tendrá

$$Rn=R_0+nI \quad (4)$$

donde R_0 son los recursos iniciales e I la tasa de incremento (si es positiva) anual de dichos recursos.

Combinando ambas fórmulas y **si ambos modelos son válidos** es fácil concluir que las necesidades de la población pronto superarán a los recursos para alimentarla, como sostenía Malthus.

3. Sistema Ptolemaico

Se utiliza un sistema planetario reducido [9], con la tierra, el sol y marte (Fig. 3) en el que hacemos ciertas suposiciones que no corresponden exactamente al sistema ptolemaico en aras de su simplicidad. En esta particular y no muy exacta del sistema ptolemaico, la tierra no se encuentra exactamente en el centro del universo sino cerca del mismo (centro) y equidistante de un punto fijo denominado ecuante.

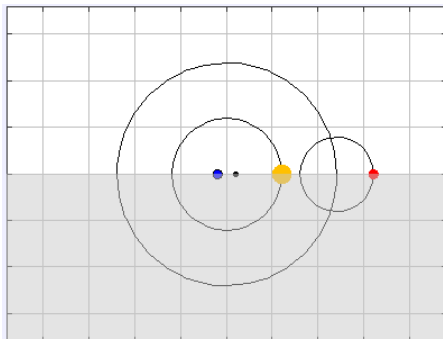


Fig. 3. Representación del sistema ptolemaico.

El sol (se mantienen en movimiento) orbita alrededor de la tierra en una trayectoria circular de radio R_s centrada en el centro del universo, no en la posición de la tierra y moviéndose en dicha órbita con velocidad angular constante ω_s .

Vamos a fijar un sistema de coordenadas cartesianas con centro en el centro del universo y en el cual inicialmente, el tiempo inicial $t=0$, el sol se encuentra sobre su eje horizontal. La

posición del sol en un instante de tiempo t viene dada por

$$\vec{x}_s = R_s [\cos(\omega_s t), \sin(\omega_s t)] \quad (5)$$

donde coseno y seno indican las funciones trigonométricas de un ángulo.

El movimiento de marte es solo un poco más complicado, marte se mueve en una trayectoria circular denominada epiciclo con velocidad angular constante ω_{eM} donde el radio de dicho círculo es R_{eM} y el de su centro no es fijo, sino que se mueve a su vez en otra órbita circular denominada deferente (esta órbita si está centrada en el centro del universo) R_{dM} y este movimiento lo hace con velocidad angular también constante ω_{dM} .

Suponemos que inicialmente marte se encuentra también sobre el eje horizontal de nuestro sistema de coordenadas y el centro de su epiciclo también lo está ($t=0$); para conocer entonces la posición de marte en un instante de tiempo t .

Primero se calcula la posición del centro del epiciclo como

$$\vec{x}_{dM} = R_{dM} [\cos(\omega_{dM} t), \sin(\omega_{dM} t)] \quad (6)$$

y ahora la posición de Marte con respecto del centro de dicho epiciclo, que viene dado por

$$\vec{x}_{eM} = R_{eM} [\cos(\omega_{eM} t), \sin(\omega_{eM} t)] \quad (7)$$

Por tanto la posición de Marte con respecto del eje de coordenadas y con el centro del universo viene dada finalmente por la suma de ambos vectores

$$\vec{x}_M = \vec{x}_{eM} + \vec{x}_{dM} \quad (8)$$

Como hemos dicho, la posición de la tierra, la del punto ecuante y el centro del universo son constantes y en particular la posición de la tierra viene dada por el siguiente vector de posición

$$\bar{x}_T = (x_T, 0) \tag{9}$$

Observe que en este modelo (Fig. 4),



Fig. 4. Diagrama a bloques de sistema simple.

el vector de variables de entrada está formado por

$$\vec{l} = (t, x_T, R_s, \omega_s, R_{eM}, \omega_{eM}, R_{dM}, \omega_{dM}) \tag{10}$$

y el estado viene dado por

$$\vec{s} = (\bar{x}_T, \bar{x}_s, \bar{x}_M) \tag{11}$$

y que se puede calcular expresamente mediante la expresión analítica en función de los valores en cada momento del vector de entrada

$$(\bar{x}_T, \bar{x}_s, \bar{x}_M) = \vec{f}_{is}(t, x_T, R_s, \omega_s, R_{eM}, \omega_{eM}, R_{dM}, \omega_{dM}) \tag{12}$$

El vector de variables de salida será mismo que el de estado.

4. Integración por Montecarlo

Este método muestra una manera relativamente sencilla de calcular la integral de una función real de variable real, aunque existe métodos numéricos sencillos, para realizar este cálculo mediante algoritmos deterministas utilizamos aquí un procedimiento totalmente distinto.

El proceso consiste en dibujar la gráfica de la función entre los extremos de integración deseados y situarla en una diana a la que vamos a lanzar dardos virtuales, es decir nos imaginamos que nos situamos frente al rectángulo diana y lanzamos un dardo sin mirar muy bien a donde, luego comprobaremos si el dardo ha caído arriba o debajo de la función, esto es, elegimos al azar un punto del rectángulo x,y y vemos si [10]

$$y \leq f(x) \tag{13}$$

O si por el contrario

$$y > f(x) \tag{14}$$

El método de Montecarlo consiste en lanzar una enorme cantidad de dardos(digamos 50000) y contar, cuántos de ellos caen por debajo de la gráfica, dado que la integral de la función f , nos da el área comprendida entre dicha función y el eje X , puede usarse la proporción de puntos que cae bajo la curva para estimar el valor del área bajo la gráfica de la figura y de ahí no directamente pero si con un pequeño cálculo, estimar el valor de la integral de $f(x)$ en el intervalo considerado.

5. Sucesión Fibonacci

Quizá el modelo más antiguo de crecimiento de poblaciones es el modelo que Leonardo de Pisa (o Fibonacci, como se le conoce desde el siglo XVIII) utilizo para describir el crecimiento de una población de conejos y que describió en su famoso libro sobre la Aritmética, Liberabaci, de 1202 [11]. El problema es el siguiente: Partiendo de una pareja de conejos (macho y hembra) ¿cuántas parejas habrá al principio de cada temporada?, es decir, ¿qué cantidad hay después de n temporadas?

Para resolverlo Fibonacci supuso ciertas reglas:

1. Comenzamos con una única pareja de conejos (macho y hembra). Cada pareja de conejos (macho y hembra) madura (pueden reproducirse) pasado cierto tiempo T (una temporada de crianza).
2. Cada pareja madura de conejos produce una única nueva pareja de conejos (macho y hembra) cada temporada de crianza (o sea, pasado el tiempo T).
3. Los conejos son inmortales.

Si denotamos por Nt el número de parejas (macho y hembra) de conejos al principio de cada temporada y por t la correspondiente temporada,

entonces la población de conejos se describe por la ecuación diferencial (recurrencia)

$$N_{t+1} = N_t + N_{t-1} \quad (15)$$

Si empezamos por $t=1$ con las condiciones iniciales $N_0=N_1= 1$, la formula anterior nos genera la famosa sucesión de Fibonacci:

$$\begin{aligned} N_2 &= N_1 + N_0 \Rightarrow 1+1=2 \\ N_3 &= N_2 + N_1 \Rightarrow 2+1=3 \\ N_4 &= N_3 + N_2 \Rightarrow 3+2=5 \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \end{aligned}$$

III. Resultados

A. Simulaciones

1. Masa y Resorte

Como los algoritmos de resolución de EDO resuelven sistemas de primer orden, una ecuación de orden superior, como (1), debe ser reducida a un sistema de primer orden. Conseguimos esto estableciendo la velocidad como una variable independiente que obedece a su propia ecuación:

$$\frac{dx}{dt} = v_x \quad (2)$$

$$\frac{dv_x}{dt} = -\frac{k}{m}(x-L) \quad (3)$$

En la Fig. 5 se muestra la simulación del sistema, en la Fig. 5a) se muestra la interfaz interactiva en la cual la masa puede ser posicionada en cualquier punto, una vez definido dicho punto en la Fig. 5b) se muestra la gráfica del movimiento que el sistema genera.

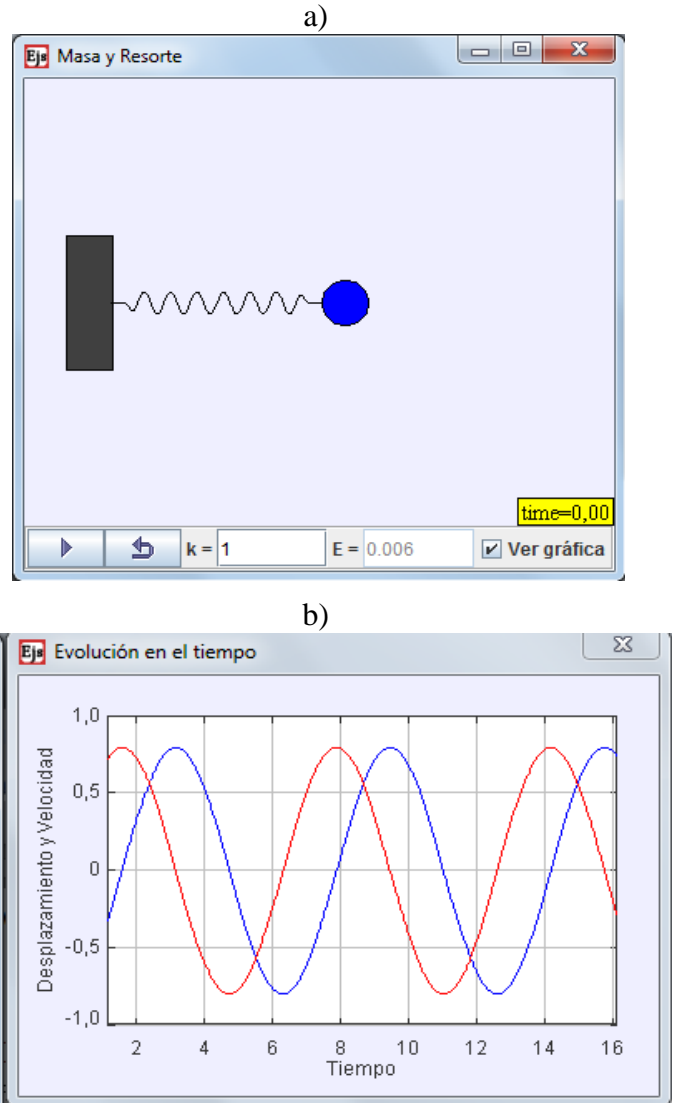


Fig. 5. Simulación del sistema de masa y resorte, a) Interfaz interactiva, b) Grafica de respuesta de la simulación.

2. Crecimiento Maltusiano con Recursos.

En la Fig. 6 se observa la simulación del crecimiento maltusiano, en la Fig. 6 se dibuja la gráfica de la hipótesis de Malthus.

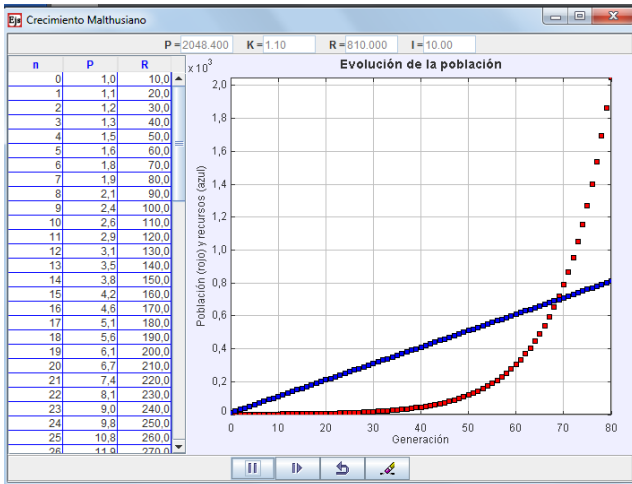


Fig. 6. Simulación de la hipótesis malthusiana.

3. Sistema Ptolemaico

Para esta simulación, se utiliza el sol, Marte y el planeta tierra. La Fig. 7 muestra el comportamiento del movimiento tanto de Marte como del Sol en su transcurso alrededor del planeta tierra (parte superior), en la parte inferior se muestra la vista del Sol y Marte tal y como se vería desde la Tierra.

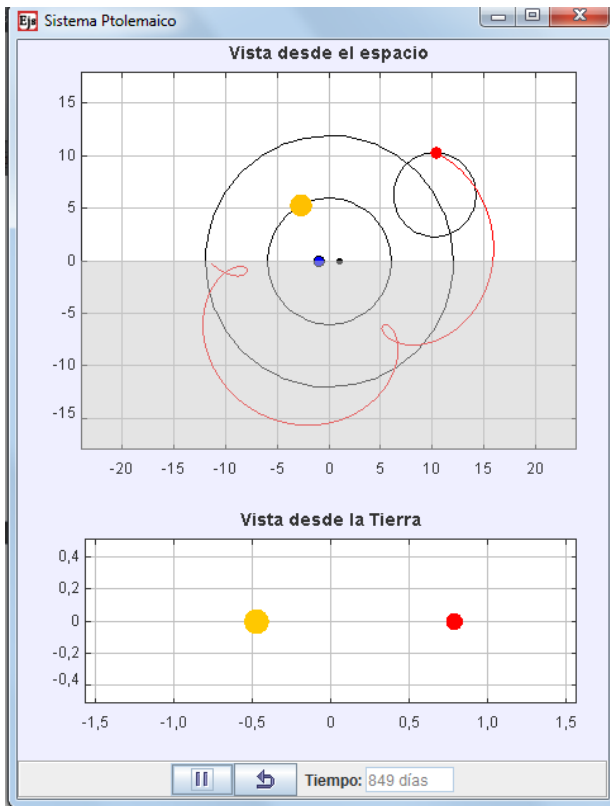


Fig. 7. Simulación del sistema ptolemaico.

4. Integración por Montecarlo

La simulación (Fig. 8) permite elegir la expresión de la función f , determinar el rectángulo de juego que incluye elegir los extremos de integración y el número de puntos a utilizar, al dar clic en el botón de “ejecutar MC”, se generan dichos puntos, que se mostraran usando colores diferentes según donde caigan, y también se realizará el cálculo necesario, la simulación incluye también una aproximación de esta integral mediante el método numérico de “Romberg” que suele ser bastante preciso, esto nos va a permitir comparar nuestro resultado con el valor “real” obtenido por el método de Romberg y comprobar que tan bueno es este método de Montecarlo

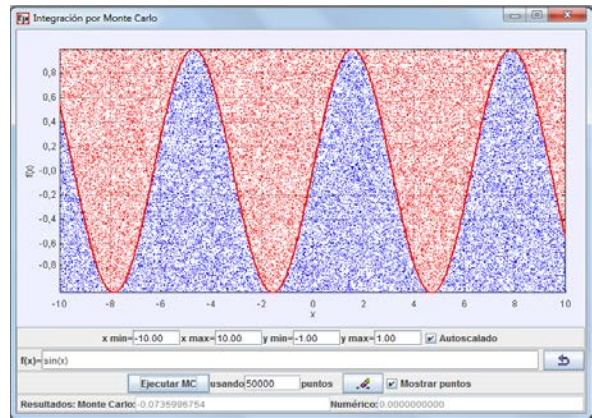


Fig. 8. Simulación del método de integración de Montecarlo.

Este método es llamado así en honor al casino de Montecarlo en Mónaco y el uso de azar que se hace en él.

5. Sucesión Fibonacci

En la Fig. 9 se muestra la simulación del sistema, en la parte izquierda se puede observar como las generaciones (conejos) van aumentando; en la derecha se ve cómo va aumentando esta relación.

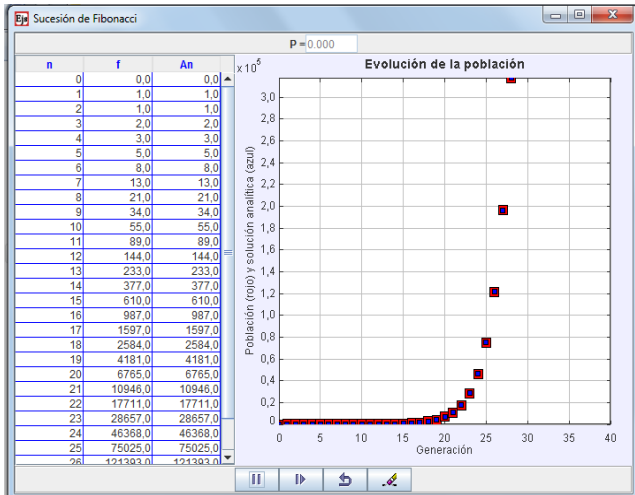


Fig. 9. Simulación de la sucesión de Fibonacci.

IV. Conclusiones

En este trabajo se mostró cómo implementar modelos matemáticos para poder desarrollar simulaciones, en esta ocasión se utilizó la herramienta EJS, que como se mencionó anteriormente, es una herramienta de apoyo didáctico, tanto para el profesor como para los alumnos, dándoles a estos últimos la capacidad de comprender el sistema completamente y tener un entendimiento total del tema.

Estas simulaciones serán tomadas en un futuro para diseñar el laboratorio Virtual de la universidad Politécnica de Aguascalientes, al cual además de las simulaciones ya mostradas, se le agregarán sistemas que tengan que ver con el tema de control.

V. Referencias

- [1] L. A. Luengas, J. C. Guevara, G. Sánchez, “¿Cómo desarrollar un Laboratorio virtual? Metodología y diseño”, En. J. Sánchez (Ed): Nuevas ideas en informática educativa, Vol. 5, pp. 165-170, Santiago de Chile.
- [2] H. Barrientos, D. Bracho, D. Delgado, V. M. Gavidia “Manual de Diseño para la Implementación de Laboratorios Virtuales”, Jornada Internacionales de Educación a Distancia, 30 de noviembre, 2011.

- [3] J. Andújar, T. Mateo, “Diseño de Laboratorios Virtuales y/o Remotos”, Revista Iberoamericana de Automática e Informática, Vol. 7 No. 1, 2010, pp. 27-34.
- [4] http://www.sites.upiicsa.ipn.mx/polilibros/z_basura/polilibros/Probabilidad/doc/unidad1/1.1.2.html.
- [5] J. Banks, J. S. Carson, B. L. Nelson, “Discrete-Event System simulation”, Second edition, Prentice-Hal, New Jersey.
- [6] <http://www.um.es/fem/EjsWiki/Es/WhatIsEJS>.
- [7] H. Medina, “Capítulo 2. Movimiento Oscilatorio”, Manual 2009.
- [8] F. Collantes, “Roberto Malthus”, VII Congreso de la Asociación de Historia Económica, pp. 19-21, 2001, Zaragoza, España.
- [9] <http://historiadelaciencia-mnieto.uniandes.edu.co/pdf/MODELOCOSMOLOGICO.pdf>.
- [10] https://www.uclm.es/profesorado/licesio/Docencia/mcoi/Tema4_guion.pdf
- [11] M. I. Viggiani, “La sucesión Fibonacci”, Vol. 1, 2010, México.

VI. Autores

Ing. Gilberto Sánchez actualmente es ingeniero de Automatización Pruebas de Software y profesor de asignatura de la Universidad Politécnica de Aguascalientes. Obtuvo el grado de Ingeniero Electrónico por la Universidad Politécnica de Aguascalientes en 2012. Ha participado en proyectos de investigación relacionados con la teoría y el control de caos, proyectos relacionados con la automatización y testing de software, algoritmos para optimización de sistemas así como en investigaciones de ingeniería ambiental y desarrollo sustentable.

Efraín Ortega Maldonado actualmente es estudiante de la carrera de Ingeniería Mecatrónica por la Universidad Politécnica de Aguascalientes.

Ha participado en proyectos relacionados con diseño de sistemas mecatrónicos, electrónicos, etc.

Isabel Castorena Alvarado actualmente es estudiante de la carrera de Ingeniería Mecatrónica por la Universidad Politécnica de Aguascalientes. Ha participado en proyectos relacionados con diseño de sistemas mecatrónicos, electrónicos, etc.

El Desarrollo de Competencias Genéricas en los IAS Mediante Nexus

***Nydia Esther Ramírez Escamilla, **Ma. Lourdes Soto Reyes, ***Valeria Paola González Duñez**

*Facultad De Ingeniería Mecánica y Eléctrica de la Universidad Autónoma De Nuevo León, cerrada seis # 402 cerradas del roble San Nicolás De Los Garza Nuevo León C.P. 66420; 8182528231,nyraes@hotmail.com.

**Facultad De Ingeniería Mecánica y Eléctrica de la Universidad Autónoma De Nuevo León, Amapola #109 Col. Cuauhtémoc San Nicolás de los Garza N.L. C.P. 66450, 8182528231, sotoreyes_lulu@hotmail.com.

***Facultad De Ingeniería Mecánica y Eléctrica de la Universidad Autónoma De Nuevo León, Monte Cibelo No. 621 Col. Valle de Cumbres Monterrey Nuevo León, 8182528231, valeria.gonzalezdn@uanl.edu.mx.

Resumen

Los estudiantes de nivel superior exigen en la actualidad un esquema de educación flexible y ajustable a sus necesidades, generando así la incorporación de las Tecnologías de Información y Comunicación (TIC) a la educación superior, como son las plataformas virtuales de enseñanza aprendizaje; generando con ello el cuestionamiento de que si mediante NEXUS, la cual es una plataforma virtual desarrollada en la Universidad Autónoma de Nuevo León (UANL). Con el uso de las nuevas tecnologías es posible desarrollar algunas de las competencias genéricas que marca el modelo académico de la UANL como son: capacidad de gestión de la información, trabajo en equipo, creatividad y liderazgo, en los Ingenieros Administradores de Sistemas (IAS). Se empleó un instrumento de medición con la finalidad de evaluar y detectar las competencias genéricas, distinguiéndose el trabajo en equipo como la más significativa para ésta investigación.

Palabras claves: Competencias genéricas, TIC, educación superior.

I. Introducción

Una mayor presencia de mercados globalizados con necesidades de esquemas de educación flexibles y ajustados a la realidad del entorno social, ha generado que cada vez se haga más evidente la demanda de formación profesional y la incorporación de las TIC a la educación superior. Esto refleja la importancia de que surjan nuevas líneas de investigación en materia de educación superior virtual y estrategias de aprendizaje innovadoras como el uso de plataformas virtuales.

La educación virtual es una forma de enseñanza a distancia con uso predominante del internet como medio tecnológico. La educación virtual es el resultado de procesos convergentes en el campo de las TIC y en la evolución de las organizaciones educativas.

Las universidades que poseían una visión previa de su quehacer a distancia, ocuparon rápidamente un lugar como desarrolladores y clientes de la tecnología de educación a distancia mediante las tecnologías digitales. Igualmente se crearon las interfaces necesarias para reproducir la experiencia de enseñanza con la computadora y el Internet.

En un lapso relativamente breve y durante la segunda mitad de los años noventa, la educación virtual ocupó un lugar prestigioso en el espacio de la educación y diversas universidades fueron incorporando esta tecnología en su quehacer y también empresas de alcance global, las que advirtieron en estas nuevas tecnologías ventajas para las funciones de formación y aprendizaje que requería su personal [1].

Hoy es posible señalar que existe un fenómeno de educación virtual universitario y otro empresarial que responden a una misma lógica general.

II. Desarrollo

En la actualidad, los estudiantes de educación superior exigen un esquema de educación flexible y ajustable a sus necesidades, generando así la incorporación de las TIC en el proceso de enseñanza, generando con ello el cuestionamiento de que si mediante el uso de éstas es posible desarrollar las competencias genéricas que marca el plan de estudios de la carrera de IAS.

Por lo cual el objetivo de este proyecto es determinar el nivel de desarrollo de algunas competencias genéricas mediante el uso de plataformas virtuales de enseñanza aprendizaje.

Las plataformas de enseñanza virtual reciben diferentes nombres entre ellos se encuentran: la educación virtual o e-learning, webtool y plataformas para la teleformación, de igual forma se definen como una aplicación informática desarrollada para facilitar la comunicación pedagógica entre los participantes que intervienen en un proceso educativo. Este proceso puede realizarse en tres modalidades: a distancia, presencial o la combinación de ambas. Los orígenes de la plataforma de enseñanza virtual se remonta a 1840, año en el que Sir Issac Pitman comenzó a utilizar el correo para impartir cursos de estenografía por correspondencia en Gran Bretaña [1]. Desde entonces, el panorama de la enseñanza a distancia se ha transformado progresivamente debido a la creación de instituciones dedicadas a este tipo particular de enseñanza y al desarrollo de nuevas tecnologías de comunicación. En México, el sistema de universidad abierta nace en 1972 y junto con ésta la educación a distancia [2], con el fin de generar un nuevo espacio flexible de educación para una población con necesidades específicas por su trabajo o ubicación geográfica. Las plataformas virtuales en general, deben permitir la creación y la gestión de cursos completos para la web sin tener conocimientos profundos de programación o de diseño gráfico.

Las plataformas virtuales incluyen herramientas para facilitar el aprendizaje, la comunicación y la colaboración; herramientas de gestión del curso; y herramientas para el diseño de la interfaz de usuario. toda plataforma debe potenciar las características de la comunicación mediada por ordenador, entre las que destacamos la multidireccionalidad, la interactividad, las múltiples formas de codificación, la flexibilidad temporal, la flexibilidad en la recepción y la creación de entornos abiertos y cerrados [3] [4].

Existen múltiples clasificaciones para las plataformas virtuales, sin embargo utilizando la clasificación de Sánchez R. J en su publicación plataforma de enseñanza virtual para entornos educativos, podemos mencionar que plataformas virtuales se clasifican en cuatro tipos: el primer tipo corresponde a la plataforma comercial de software libre de desarrollo propio, creada por instituciones y/o grupos de investigación. Estas plataformas no tienen ningún tipo de publicidad y no se ofrece a la comunidad de internet. El segundo tipo es la plataforma comercial y son herramientas por las que hay que pagar una cuota de instalación y/o mantenimiento que suele variar en función del número de usuarios y que hay que renovar su contrato de servicio cada cierto tiempo, normalmente anual. El tercer tipo de plataforma corresponde al software libre, la cual tiene las siguientes características: libertad de usar el programa con cualquier propósito; libertad de estudiar cómo funciona el programa y adaptarlo a tus necesidades; libertad de distribuir copias del software; y libertad de mejorar el programa y hacer públicas las mejoras a los demás, de modo que toda la comunidad se beneficie. El cuarto tipo es la plataforma de desarrollo propio que tiene fines particulares dependiendo de la organización o institución, y es a esta categoría a la que pertenecen las plataformas educativas[5]. La plataforma virtual Nexus fue desarrollada por la dirección general de informática de la Universidad Autónoma de Nuevo León (UANL), ésta es una plataforma de enseñanza-aprendizaje que permite la operación virtual de los procesos educativos, y facilita la colaboración con compañeros y profesores con

espacios para el diseño y documentación de la práctica docente presencial, semipresencial y virtual. Permite crear, diseñar, publicar y compartir cursos por Internet en forma rápida, sencilla y amigable además de la elaboración y revisión de las actividades y Exámenes en línea[6] [7].

La UANL se encuentra ubicada en el municipio de San Nicolás de los Garza Nuevo León, ocupa el tercer lugar como una de las más grandes e importantes de la república mexicana ya que cuenta con la mayor oferta académica del noreste del país. Actualmente la universidad cuenta con alrededor de 129 mil estudiantes que son atendidos por 5 mil 896 docentes. Dentro de las múltiples dependencias con que cuenta la UANL se encuentra la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica (FIME) es una institución educativa de nivel superior. Cuenta con 10 carreras a nivel Licenciatura, 14 programas de posgrado y más de 100 cursos de educación continua que satisfacen los requerimientos y necesidades del estudiante y de la industria. La FIME cuenta con una planta aproximada de más de 600 maestros y 12 000 alumnos. Dentro de esta facultad, se encuentra el plan de estudios de Ingeniero Administrador de Sistemas (IAS) con una formación sólida en las ciencias exactas, en administración y sistemas. Dentro del plan de estudios algunas unidades de aprendizaje se imparten de manera semipresencial mediante la plataforma Nexus[8] [9].

En el desarrollo de este proyecto se llevó a cabo la siguiente metodología: iniciando con la revisión bibliográfica de documentos que investigadores y estudiosos interesados en el tema de TIC y competencias genéricas han divulgado, así como la lectura y análisis de documentos publicados por diversos organismos internacionales con relación a este tema. Además, se diseñó un cuestionario (El cuestionario completo consistió en cuatro secciones cada una con diez variables, en cada sección se le solicita al individuo que se autoevalúe). Este cuestionario se desarrolló en base al test del libro la Familia Empresaria y su Empresa Familiar escrito por José Javier Rodríguez y Maribel Rodríguez

Zapatero[10], donde se listan las variables para identificar las cuatro competencias genéricas a medir, siendo estas el liderazgo, la creatividad, el trabajo en equipo y la capacidad de gestión de la información. Todas las variables se han relacionado con los procedimientos y funciones que se realizan para resolver las actividades y participar en los foros de la plataforma de enseñanza virtual Nexus[11] [12]. Estas competencias genéricas fueron seleccionadas del plan de estudios de la carrera de IAS debido a que forman parte elemental del estudiante. Se obtuvo información a través de la aplicación de encuestas en cuanto a la percepción de las competencias genéricas que desarrolla la plataforma de enseñanza virtual Nexus en los estudiantes de la carrera de ingeniero administrador de sistemas (IAS). La muestra piloto representa el 10% de la población de la carrera de Ingeniero Administrador de Sistemas de la FIME inscritos en el semestre Enero-Junio 2013. La distribución de la muestra por género se observó que solo el 36% de los encuestados fueron del sexo femenino, mientras que el 64% fueron del sexo masculino y como parte final se presentan los resultados obtenidos en el cuestionario. El modelo conceptual en el que se basa este proyecto es el mostrado a continuación:

Competencias genéricas desarrolladas a través de la plataforma Nexus:

Competencia de liderazgo:

- 1.- Identificar amenazas o nuevas oportunidades.
- 2.- Orientar a individuos hacia los objetivos y estrategias.
- 3.- Generar optimismo para el desarrollo de funciones.
- 4.- Generar mutua confianza y cooperación.
- 5.- Crear identidad de equipo y resolver problemas.
- 6.- Organizar y coordinar las actividades del equipo.
- 7.- Apoyar la discusión para definir caminos y funcionar.
- 8.- Buscar nuevos apoyos y recursos materiales.
- 9.- Apoyar el desarrollo de la personalidad.
- 10.- Promover la justicia y la moralidad en el equipo.

Competencia de creatividad:

- 1.- Realizar varios proyectos a la vez.
- 2.- La concentración en actividades.
- 3.- Utilizar

recursos disponibles para dar soluciones. 4.- Gusto por actividades poco comunes (hipnosis). 5.- Utilizar la imaginación para realizar actividades. 6.- Gusto por utilizar diferentes recursos. 7.- Gusto por comunicar conocimientos. 8.- Gusto por predecir acciones y/o sucesos. 9.- Autoevaluar pensamientos. 10.- Utilización de la imaginación para generar ideas.

Competencias de trabajo en equipo:

1.- Identificar roles de trabajo en equipo. 2.- Planear el trabajo en equipo. 3.- Identificar tipos de actos para el buen funcionamiento. 4.- El humor es requisito para la eficacia del equipo de trabajo. 5.- Administración del trabajo. 6.- Control de resultados. 7.- Socializar facilita un buen resultado de trabajo. 8.- El líder puede tener cualquier nivel de conocimientos. 9.- Coincidencia de objetivos en el equipo. 10.- El equipo en conjunto debe solucionar sus problemas.

Competencia de capacidad de gestión de información:

1.- Buscar información en libros y revistas académicas. 2.- Utilizar las bases electrónicas de datos. 3.- Emplear un sistema de referencias para las fuentes de consulta. 4.- Evaluación crítica de las teorías revisadas en la literatura. 5.- Redactar objetivos de investigación. 6.- Describir la información obtenida con apoyo de tablas y gráficas. 7.- Diseñar la investigación que se realizara. 8.- Presentar el informe de la investigación en forma clara y precisa. 9.- Describir la investigación en forma clara y precisa. 10.- Delimitar la información de estudio.

III. Resultados

De acuerdo con la escala de medición propuesta los tres niveles son Muy desarrollado, Desarrollado y Poco desarrollado a partir de estos niveles se considera que los estudiantes deben llegar en promedio al nivel de Desarrollado de esta escala ya que es el nivel en donde se poseen las cualidades, características y conocimientos básicos necesarios para desarrollar y ejercitar la competencia genérica evaluada.

Tomando como referencia el nivel de Desarrollado como la media o promedio, la competencia genérica más desenvuelta en los estudiantes es el trabajo en equipo (obteniendo un 44.44% en muy desarrollado, 55.55% en desarrollado y 0% en poco desarrollado) debido a que no existe gráficamente ningún individuo que no posea las cualidades, características y conocimientos requeridos para desempeñarla. La muestra obtenida en este rubro se encuentra distribuida en el nivel Desarrollado (media o promedio) y en el nivel Muy desarrollado. Este último nivel indica que los estudiantes poseen más conocimientos de los considerados en el nivel promedio. Las variables más desarrolladas en la competencia genérica de trabajo en equipo en los estudiantes fueron: administración del trabajo, planear el trabajo en equipo, control de resultados, identificar roles de trabajo en equipo y socializar facilita un buen resultado de trabajo.

La competencia genérica menos desarrollada es la capacidad de gestión de la información (64.44% muy desarrollada, 28.88% desarrollado, 6.66% poco desarrollado), debido a que posee un porcentaje más alto de estudiantes con el nivel de Poco desarrollado. A pesar de que esta competencia tiene un alto porcentaje en el nivel Muy desarrollado lo cual indica que los estudiantes que la desempeñan lo hacen de forma exitosa aplicando todos los conocimientos necesarios y compartiéndolos con los demás, también tiene un porcentaje elevado en el Nivel Poco desarrollado a diferencia de las demás competencias y tiene un nivel Desarrollado (media o promedio) inferior a los demás. Las variables más desarrolladas en este rubro fueron: presentación de informes claros y precisos, utilización de las bases electrónicas de datos, descripción y búsqueda de información en forma clara y precisa.

La creatividad obtuvo un 37.77% en muy desarrollada, un 57.77% en desarrollada y un 4.44% en poco desarrollada, Las variables que se desarrollan más ampliamente en cuanto a la creatividad son: gusto por utilizar diferentes recursos materiales, gusto por comunicar conocimientos, utilizar la imaginación para

realizar actividades y realizar varios proyectos y tareas a la vez.

Mientras que hablando de liderazgo se observaron los siguientes valores 55.55% muy desarrollada, 40% desarrollada y 4.44% en poco desarrollada. En este rubro se puede observar que las variables más desarrolladas son: orientar a individuos hacia los objetivos y estrategia, organizar y coordinar las actividades del equipo, generar optimismo para el desarrollo de funciones, Buscar nuevos apoyos y recursos.

IV. Discusión

Con los resultados obtenidos en esta investigación se confirma la revisión de literatura donde existe una relación clara entre el desarrollo de competencias y el manejo de las TIC en el proceso de enseñanza aprendizaje [2].

Se establece evidencia de las diferencias significativas en el desenvolvimiento de las competencias genéricas en los estudiantes a través de la plataforma de enseñanza virtual Nexus, la mayoría de los individuos logran desempeñarlas y pueden mejorarlas si se ejercitan de forma constante a través de diversas actividades en la plataforma virtual.

V. Conclusiones

Como se puede observar en los resultados anteriores la utilización de las plataformas virtuales de enseñanza aprendizaje, como la plataforma Nexus contribuyen al desarrollo de las competencia genéricas evaluadas (creatividad, liderazgo, trabajo en equipo capacidad de gestión de información) y en la mayoría de los casos poseen las habilidades y conocimientos requeridos para desempeñarlas. La muestra obtenida se concentra en el nivel Desarrollado (media o promedio) y en el nivel Muy desarrollado (Indica que los estudiantes poseen más habilidades y conocimientos de los requeridos en el nivel promedio).

Los resultados dejan ver la importancia del trabajo en equipo y de mantener una actitud colaborativa, así como también no perder de vista

la importancia de un individuo con capacidades de líder, creatividad y gestión de información en este trabajo de equipo logrando con ello establecer algunos de los elementos en esenciales que permiten realizar con éxito las actividades académicas para el éxito de las mismas. Y con ello contribuir a la formación integral de profesionista que se desarrollen de manera exitosa en el ámbito empresarial desarrollando proyectos y obteniendo soluciones que contribuyan a la mejora continua de la comunidad en general.

VI. Referencias

- [1] M. E. Román, El desarrollo de cursos a distancia en la World Wide Web mediante plataformas virtuales: WebCT en el mundo universitario norteamericano, El reto de la enseñanza a distancia, año 2000, Vol. I, No. 2; pp.1-6.
- [2] N. C. Garrido, La educación virtual en México: universidades y aprendizaje tecnológico, Estudio sobre el uso de las tecnologías de comunicación e información para la virtualización de la educación superior en México, año 2003, Vol. 1 No. 1; pp. 97-111.
- [3] J. Adell, Nuevas tecnologías, comunicación audiovisual y educación, Barcelona España 1998, Editorial Cedecs, 1º Ed.
- [4] J. Adell, Tendencias en educación en la sociedad de las tecnologías de la Información; EDUTEC, Revista electrónica de tecnología educativa, No. 7, Noviembre 1997
En: www.ubi.es/depart/gte/revelec7.html
- [5] R. J. Sánchez, Plataforma de enseñanza virtual para entornos educativos, Medios y educación, año 2009, vol. I, no. 34, pp. 217-233.

- [6] UANL. Modelo Educativo de la UANL. Aprobado por el H. Consejo Universitario el 17 de Junio de 2008. http://www.fime.uanl.mx/Modelo_Educativo.php
- [7] UANL, **Modelo Académico** de Licenciatura de la UANL. Aprobado por el H. Consejo Universitario el 23 de marzo de 2011 <http://www.uanl.mx/sites/default/files/dependencias/del/ma-lic11-web.pdf>
- [8] ANUIES-IESALC, Estudio sobre el uso de las tecnologías de comunicación e información para la virtualización de la educación superior en México. Enero 2003, pp. 86-88.
- [9] ANUIES (2004), La innovación en la educación superior, Documento estratégico.
- [10] M. Rodríguez, J. J. Rodríguez, La familia empresarial cordobesa y su empresa familiar, 2011.
- [11] R. Mayer, Diseño educativo para un aprendizaje constructivista, Madrid 1999, Editorial Santillana.
- [12] J. Vázquez, La modernización educativa, México 1996, SEP.

M. C. Ma. De Lourdes Soto Reyes PTC de la FIME-UANL, maestro en Ciencias de la Administración con especialidad en Relaciones Industriales por la UANL, y, actualmente es aspirante a Doctor en Educación en el Instituto de Educación Superior José Martí de Monterrey. Desde el 2001 cuenta con el Reconocimiento al Perfil PROMEP, y pertenece al Cuerpo Académico Gestión Académico-Administrativo de Instituciones de Educación Superior.

M. C. Valeria Paola González Duéñez Es Ingeniero Administrador de Sistemas con Maestría en Ciencias con especialidad en Sistemas. Ha trabajado en Diseño Curricular bajo el modelo por competencias desde el 2005. Actualmente es Doctorando en Filosofía con especialidad en Administración con el estudio de competencias profesionales que facilitan la empleabilidad en estudiantes egresados de licenciatura.

VII. Autores

M. C. Nydia Esther Ramírez Escamilla es Ingeniero Administrador de Sistemas Profesor de Tiempo Completo (PTC) de la facultad de ingeniería mecánica y eléctrica de la universidad autónoma de nuevo león (FIME-UANL), Maestro en ciencias de la administración con acentuación en producción y calidad por la UANL, cuenta con el reconocimiento al perfil PROMEP, Línea de investigación (LI): tecnologías de información en educación superior.

Analysis of Networks Described by Equations of Fractional Order

*José Francisco Gómez Aguilar, **José Roberto Razo Hernández, **David Granados Lieberman

*Departamento de Materiales Solares, Instituto de Energías Renovables, Universidad Nacional Autónoma de México (IER-UNAM). Priv. Xochicalco s/n. Col. Centro. Temixco Morelos México., (777) 362 00 90, jgomez@cie.unam.mx.

**Departamento de Electromecánica, Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI), Carretera Irapuato-Silao Km 12.5, Irapuato Guanajuato. Tel (462) 6067900, ext. 179, jorazo@itesi.edu.mx, david.granados@itesi.edu.mx.

Abstract

This work presents a methodology based on the Numerical Laplace Transform (NLT) and applied to the analysis of electromagnetic transient phenomena in power systems described by differential equations of fractional order, a Newton-type methodology to calculate either the transient or the periodic steady state is used and the definition of Caputo fractional derivative is applied. Electrical networks including nonlinear reactors and electronic devices.

Keywords: Frequency Domain Analysis, Fractional Calculus, Numerical Laplace Transform, Nonlinear Circuits, Electronic Devices, Fractional Differential Equations.

I. Introduction

Fractional calculus (FC) is three centuries old as the conventional calculus, but it is not very popular with the scientific and the engineering communities. The beauty of this subject is that the fractional derivatives and fractional integrals do not have local properties. Thereby, this considers the history and non-local distributed effects of any physical system. Another peculiarity of fractional calculus is the inclusion of new degrees of freedom of the system, which increases the information that can be obtained from nature. The applications of FC to scientific and engineering problems have grown considerably [1-3]. The recent interest of the FC and in particular in the fractional differential equations is stimulated by the applications in various areas of physics, chemistry and engineering [4-9]. Nevertheless, the derivation of such equations from some fundamental laws is not an easy matter. The fractional operator reflects intrinsic dissipative processes that are sufficiently complicated in nature. Their theoretical relationship with FC is not yet ascertained fully. Therefore, it is interesting to

analyze a simple physical system and try to understand their behavior given by the fractional differential equation fully.

The definitions of the fractional order derivative are not unique and exist several definitions, including: Grünwald-Letnikov, Riemann-Liouville, Weyl, Riesz and the Caputo representation for fractional order derivative. In the Caputo case, the derivative of a constant is zero and we can define, properly, the initial conditions for the fractional differential equations which can be handle by using an analogy with the classical integer case. Caputo derivative implies a memory effect by means of a convolution between the integer-order derivative and a power of time. For these reasons, in this paper we prefer to use the Caputo fractional derivative.

The Caputo's fractional derivative (CFD) of a function $f(t)$ is defined as [10]

$${}_0^c D_t^\gamma f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\gamma)} \int_0^t \frac{f^{(n)}(\tau)}{(t-\tau)^{\gamma-n+1}} d\tau, \quad (1)$$

where $n=1,2,\dots, \in \mathbb{N}$ and $n-1 < \gamma \leq n$. We consider the case $n=1$, i.e., in the integrand there is only first derivative. In this case, $0 < \gamma \leq 1$, is the order of the fractional derivative.

Laplace transform to CFD gives [10]

$$L\left[{}^C D_t^\gamma f(t) \right] = S^\gamma F(s) - \sum_{k=0}^{m-1} S^{\gamma-k-1} f^{(k)}(0). \quad (2)$$

During the recent years the Mittag-Leffler function has caused extensive interest among physicist due to its role played in describing realistic physical systems with memory and delay. The Mittag-Leffler function is defined by the series expansion as

$$E_a(t) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{t^m}{\Gamma(am+1)}, \quad (a > 0), \quad (3)$$

where $\Gamma()$ is the gamma function. When $a=1$, from (3), we have

$$E_1(t) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{t^m}{\Gamma(m+1)} = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{t^m}{m!} = e^t. \quad (4)$$

Therefore, the Mittag-Leffler function includes the exponential function as a special case.

NUMERICAL LAPLACE TRANSFORM

Laplace transform is a useful tool for analyzing nonlinear systems because it simplifies the problem of dealing with differential equations in time domain by converting them into algebraic equations in the frequency domain. Basically, NLT is a modified Discrete Fourier Transform (DFT) through windowing function (Gibbs phenomenon) and a stability factor (aliasing) [11]. Development of the NLT and its application to the analysis of systems has been well documented over the past 40 years, as shown in [12], [13]. However, its use has traditionally limited the analysis of problems where the result can be expressed in terms of simple functions that allow the use of tables of Laplace transforms or simple methods of investment. A solution to these problems is the numerical evaluation of two

Laplace integrals [14]. When using discrete techniques in the frequency domain computation time becomes an important factor, since it requires a certain amount of time to transform the data from frequency domain to time domain or viceversa. However, by using the algorithm of fast Fourier transform (FFT) is greatly reduced this time doing this that the techniques of analysis in the frequency domain an attractive option.

Sheng in your paper [15] investigate the validity of applying numerical inverse Laplace transform algorithms in fractional calculus. Alternatively you can use commercial simulation software such as PSCAD, EMTDC or the ATP, even though these programs do not include how to simulate fractional order elements, thus changing the NLT for systems analysis fractional order takes great importance.

In [16] and [17], a hybrid FD–TD methodology for networks including nonlinear reactors and electronic devices, respectively is proposed. The main idea is to decompose the network into linear and nonlinear subnetworks (which contain the nonlinear reactors and electronic devices). The nonlinear part is linearized to obtain a numerically calculated Jacobian corresponding input via shocks, tending the voltage at terminals of both devices as input and current output. After using a polynomial representation is calculated in the time domain and converted to frequency domain using the NLT. To end solutions for both subnetworks are included in a Newton-type iterative scheme by having the current basis.

The next section it is described of networks described by differential equations of fractional order including nonlinear reactors and electronic devices.

II. Application Examples

Due to the use of nonlinear impedance loads, harmonics arise, which are distortions of sinusoids waves of tension and/or current electrical systems, ferromagnetic materials, and in general the use of computers required to

perform switching in normal operation. The appearance of currents and/or voltage harmonics in the electrical system creates problems such as increased losses of active power, surge capacitors, measurement error, malfunction protection, insulation damage, damage of dielectrics, decreased the useful life of equipment, among others.

In the following example analyzes and simulates a network connected to a nonlinear load, Figure 1, the purpose is to compare the voltage at the load terminals obtained by the model of the integer-order and the fractional order. Given the values $R_0=0.2$, $L_0=0.4$, $R_l=0.1$, $L_l=0.4$, $C_1=C_2=0.2$, $\alpha=0.9$ and $\beta=0.11$, all in per unit (pu) arbitrarily chosen. The nonlinear load having a current/flux and described by $i_{NL}=\alpha\varphi+\beta\varphi^3$ [18]. The source has interharmonics and is given by $u=\sin(\omega t)+0.1\sin(3\omega t)+0.01\sin(5\omega t)$ volts, $\omega=1$.

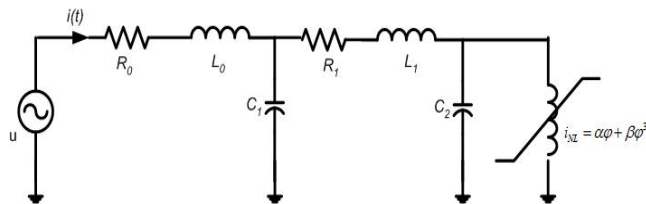


Fig. 1. Network with nonlinear load.

The set of nonlinear equations in the time domain for this network in the space state is of the form $\dot{x} = Ax + Bu$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_0}{L_0} & -\frac{1}{L_0} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & -\frac{R_l}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{\Delta}{C_2} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_0} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u.$$

(5)

Applying Laplace transform with zero initial conditions, we have, $x(s)=[A]^{-1}[B]U(s)$

$$\begin{bmatrix} x_1(s) \\ x_2(s) \\ x_3(s) \\ x_4(s) \\ x_5(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(s + \frac{R_0}{L_0}\right) & \frac{1}{L_0} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_1} & s & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_1} & \left(s + \frac{R_l}{L_1}\right) & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_2} & s & \frac{\Delta}{C_2} \\ 0 & 0 & 0 & -1 & s \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_0} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U(s).$$

(6)

For the equations in fractional order (γ, ζ, η and μ are the fractional exponents) we have (7)

$$\begin{bmatrix} x_1^\gamma \\ x_2^\zeta \\ x_3^\eta \\ x_4^\mu \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_0}{L_0}\right)\sigma x_1^{1-\gamma} & -\left(\frac{1}{L_0}\right)\sigma x_1^{1-\gamma} & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{1}{C_1}\right)\sigma x_2^{1-\zeta} & 0 & -\left(\frac{1}{C_1}\right)\sigma x_2^{1-\zeta} & 0 & 0 \\ 0 & \left(\frac{1}{L_1}\right)\sigma x_3^{1-\eta} & -\left(\frac{R_l}{L_1}\right)\sigma x_3^{1-\eta} & -\left(\frac{1}{L_1}\right)\sigma x_3^{1-\eta} & 0 \\ 0 & 0 & \left(\frac{1}{C_2}\right)\sigma x_4^{1-\mu} & 0 & -\left(\frac{\Delta}{C_2}\right)\sigma x_4^{1-\mu} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \left(\frac{\sigma x_1^{1-\gamma}}{L_0}\right) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u.$$

(7)

Applying Laplace transform with zero initial conditions, we have, $x(s)=[A]^{-1}[B]U(s)$

$$\begin{bmatrix} x_1(s) \\ x_2(s) \\ x_3(s) \\ x_4(s) \\ x_5(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s^\gamma + \left(\frac{R_0}{L_0}\right)\sigma x_1^{1-\gamma} & \left(\frac{1}{L_0}\right)\sigma x_1^{1-\gamma} & 0 & 0 & 0 \\ -\left(\frac{1}{C_1}\right)\sigma x_2^{1-\zeta} & s^\zeta & \left(\frac{1}{C_1}\right)\sigma x_2^{1-\zeta} & 0 & 0 \\ 0 & -\left(\frac{1}{L_1}\right)\sigma x_3^{1-\eta} & s^\eta + \left(\frac{R_l}{L_1}\right)\sigma x_3^{1-\eta} & \left(\frac{1}{L_1}\right)\sigma x_3^{1-\eta} & 0 \\ 0 & 0 & -\left(\frac{1}{C_2}\right)\sigma x_4^{1-\mu} & s^\mu & \left(\frac{\Delta}{C_2}\right)\sigma x_4^{1-\mu} \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}^{-1} *$$

$$* \begin{bmatrix} \left(\frac{\sigma x_1^{1-\gamma}}{L_0} \right) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U(s). \quad (8)$$

Where $\Delta = -(\alpha + \beta x_5^2)$, for all cases, γ, ζ, η and μ are the fractional exponents and represent the fractional equation for the voltage in the inductor L_0 , the current in the capacitor C_1 , the voltage in the inductor L_1 and the current in the capacitor C_2 , respectively, $\sigma x_1^{1-\gamma}, \sigma x_2^{1-\xi}, \sigma x_3^{1-\eta}$ and $\sigma x_4^{1-\mu}$. The parameter σ characterizes the fractional components (components that show an intermediate behavior between a system conservative and dissipative) of the fractional time operator [19-20].

NUMERICAL RESULTS

Applying the proposed methodology, using 256 samples and $T=13\pi \text{ rad/s}$, yields the voltage (transient state) at the load terminal $v(t)$ shown in Figure 2, for the equations in integer order (dash line).

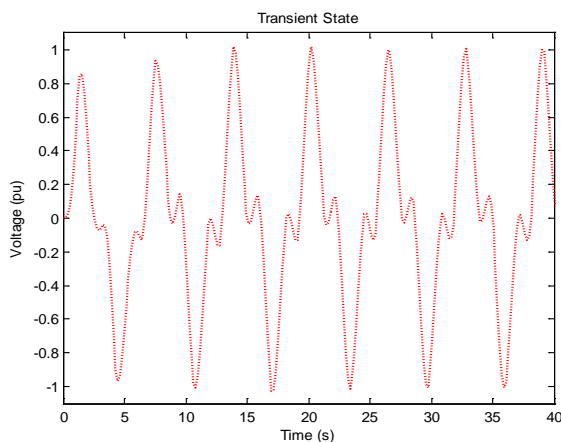


Fig. 2. Transient state, voltage in the nonlinear load, equations of integer-order.

In the Figure 3, show the voltage (transient state) for the equation in the fractional order,

corresponding at L_0 , (continues line), $\gamma=0.95$, arbitrarily chosen.

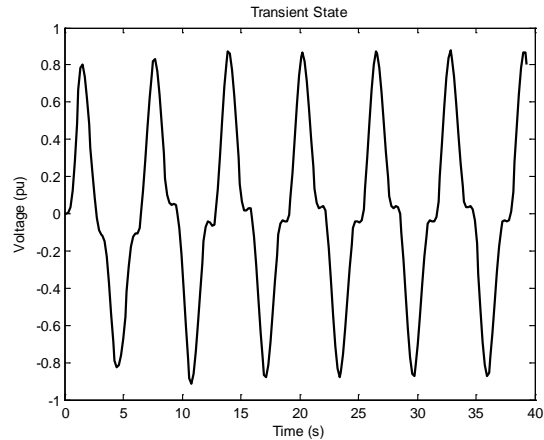


Fig. 3. Transient state, voltage in the nonlinear load, $\gamma=0.95$, equation corresponding at the inductor L_0 .

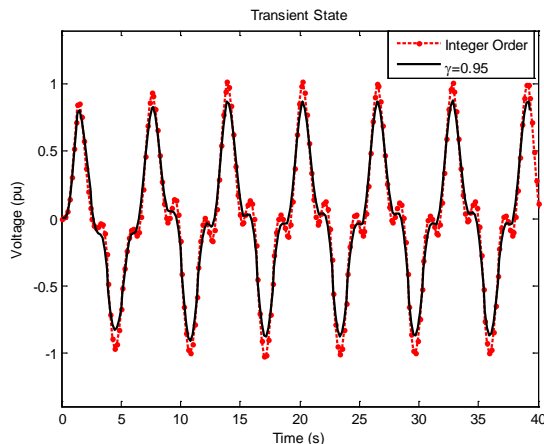


Fig. 4. Transient state, comparison of the voltage in the nonlinear load, equations of integer-order and fractional-order.

Figure 4, show the comparison of both graphs. In Figure 5, show the voltage (transient state) for the equation the fractional order $\gamma=0.95$, arbitrarily chosen corresponding at C_1 , (continues line). In Figure 6, show the comparison of graphs, integer-order (dash line) and fractional-order.

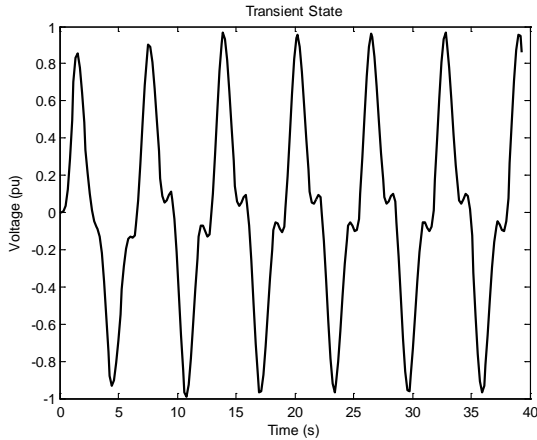


Fig. 5. Transient state, voltage in the nonlinear load, $\gamma=0.95$, equation corresponding at the capacitor C_1 .

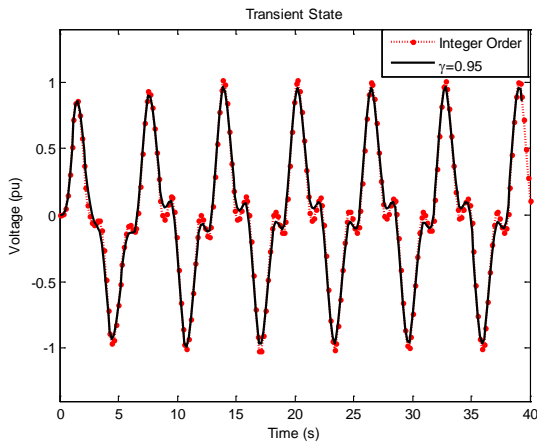


Fig. 6. Transient state, comparison between equations integer-order and fractional-order, voltage in the nonlinear load.

In the Figure 2 the computational time is 1.59 seconds, in the Figure 3, 42.91 seconds, in the Figure 5, 42.23 seconds, using an Intel Core 2 Duo, 1.8 GHz, 2.99 GB de RAM.

NETWORK INCLUDING ELECTRONIC DEVICES

In the following example analyzes and simulates a network connected to an electronic device, static VAR compensator, SVC, Figure 7. The purpose is to compare the voltage and current in

the electronic device obtained by the model of integer-order and the fractional-order. Where $R_0=0.1$, $L_0=0.02$, $R_1=0.1$, $L_1=0.2$, $C_1=0.2$, $C_2=0.00375$, $L_{tor}=0.01$, all in per unit (pu), arbitrarily chosen. The source has interharmonics and is given by: $u=\sin(\omega t)+0.3\sin(2.2\omega t)+0.01\sin(3.5\omega t)+0.001\sin(4.1\omega t)$ volts, $\omega=1$.

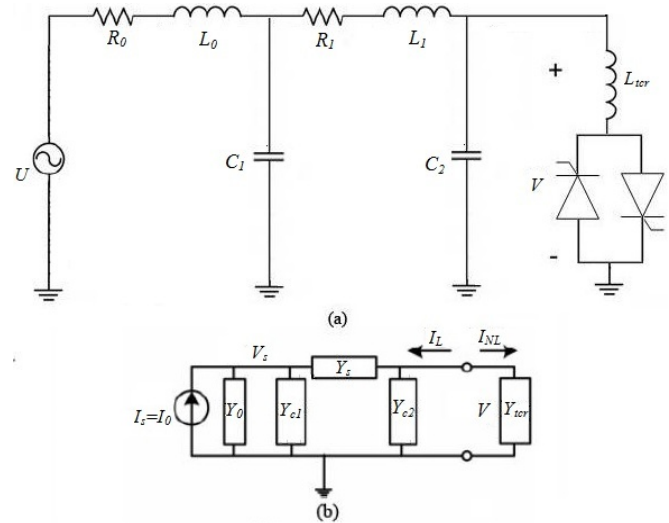


Fig. 7. (a) Network with electronic device, and (b) equivalent nodal representation.

NUMERICAL RESULTS

Applying the previous methodology, and using 256 samples and $T=1.5/60$ rad/s, yields the voltage and current (transient state) at the electronic device shown in Figure 8, for the equations in integer-order.

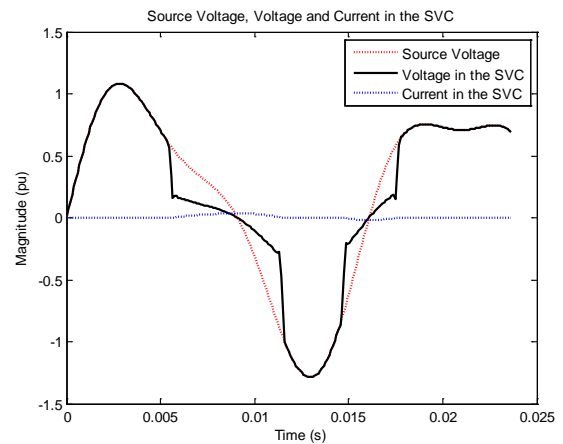


Fig. 8. Transient state, equations of integer-order.

In the Figure 8, the computational time is 1 second, using the same PC. These results were obtained in 3 iterations with an error criterion set equal 10^{-15} (Figure 9).

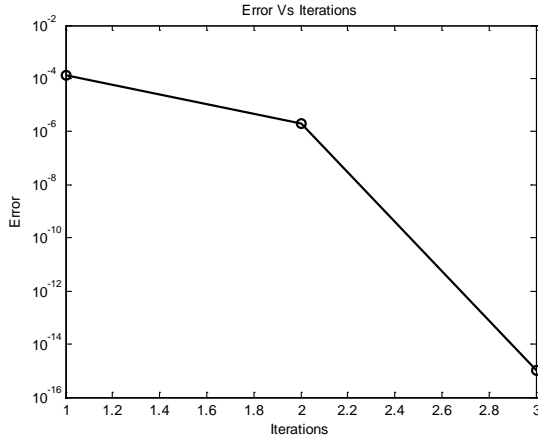


Fig. 9. Error versus number of iterations, equations of integer-order.

Figure 10, show the voltage and current (transient state) for the equation in the fractional-order, corresponding at C_1 , $\gamma=0.9$, arbitrarily chosen.

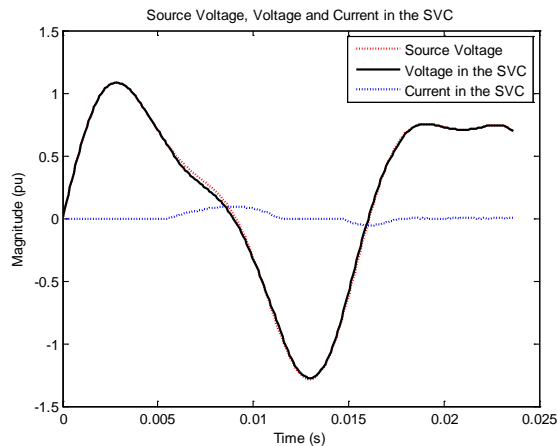


Fig. 10. Transient state, source voltage, voltage and current in the SVC, $\gamma=0.9$, arbitrarily chosen, equation corresponding at the capacitor C_1 .

In the Figure 10, the computational time is 2 seconds, using the same PC. These results were obtained in 2 iterations with an error criterion set equal 10^{-7} (Figure 11).

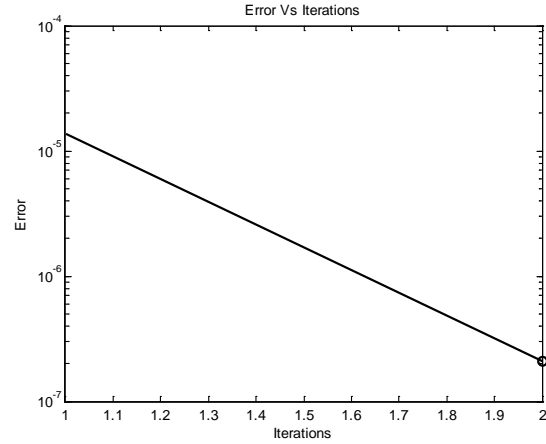


Fig. 11. Error versus number of iterations, fractional equation C_1 .

In the Figure 12, we show the comparison between the voltage and current in the SVC for the equation in the integer-order and fractional-order,

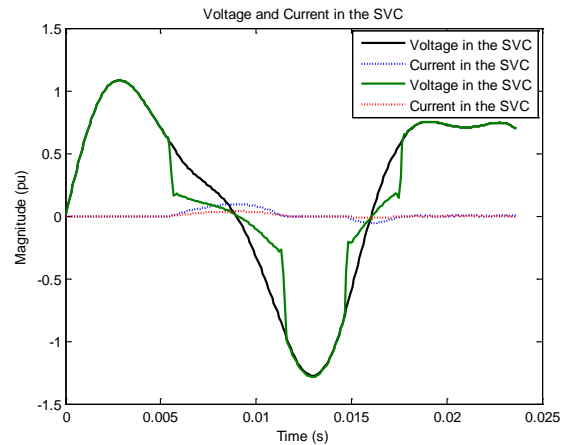


Fig. 12. Transient state, comparison between equations of integer-order (green for the voltage in the SVC and red for the current in the SVC) and fractional-order (black for the voltage in the SVC and blue for the current in the SVC).

III. Discussion

The hybrid method of time domain/frequency was applied to obtain the transient and steady state in the description of electrical networks described by equations of fractional-order with nonlinear loads connected and electronic devices. The advantages of the proposed method have

been discussed by other researchers, however, the feasibility of its extension in this networks described by equations of fractional-order had not been revised, using the NLT in the simulation of the equations of fractional-order enables raise fractional differential equations in frequency domain and solve them, thus avoiding the corresponding simulation of Mittag-Leffler functions to evaluate the time domain.

IV. Conclusions

The study of fractional order circuits and their technological implications is definitely an emerging area of interdisciplinary research. According to the results obtained in this study we can conclude that the fractional-order circuits have a transient state is attenuated more quickly. This represents an advantage for use in control devices. By working with the NLT have a precision that allows to include a range of frequencies does not necessarily multiples of the fundamental frequency. Furthermore, as already mentioned due to the fact that there are no commercial simulators for the study of fractional-order circuits, the numerical method of NLT is shown as a good analytical tool. The methodology can be applied to solve transient problems in electrical components and/or applied to modeling problems of the mechanism of surface discharge in electrical equipment or partial discharge in insulation systems, which opens the door for analysis and development of new mechanisms failure in electrical systems.

Acknowledgments

This work was supported by CONACYT.

V. References

- [1] D. Cafagna, Past and present-fractional calculus: a mathematical tool from the past for present engineers, *IEEE Industrial Electronics Magazine*. 1, (2), (2007).
- [2] J. A. T. Machado, A probabilistic interpretation of the fractional-order differentiation. *Fractional Calculus and applied Analysis*. 6, (1), (2003).
- [3] A. A. Rousan, N. Y. Ayoub, F. Y. Alzoubi, H. Khateeb, M. Al-Quadi, M. K. Hasan (Qasser), B. A. Albiss, A Fractional LC-RC Circuit. *Fract. Calc. Appl. Anal.* 9, (1), pp. 33-41, (2006),
- [4] F. Mainardi, in *Fractals and Fractional Calculus in Continuum Mechanics*, Edited by A. Carpinteri, F. Mainardi (Springer-Verlag, New York), pp. 291-348, (1997).
- [5] J. Bisquert, *Phys. Rev. Lett.* 91, (010602), (2003).
- [6] A. A. Stanislavsky, *JETP* 98, (705), (2004).
- [7] S. Boldyrev, C. R. Gwinn, *Phys. Rev. Lett.* 91, (131101), (2003).
- [8] A. M. Lacasta, J. M. Sancho, A. H. Romero, I. M. Sokolov, K. Linden-berg, *Phys. Rev. E* 70, (051104), (2004).
- [9] V. E. Tarasov, G. M. Zaslavsky, *Physica A* 354, (249), (2005).
- [10] Podlubny, *Fractional Differential Equations*. Academic Press, San Diego, (1999). S. G. Samko, A. A. Kilbas and O.I. Marichev, *Fractional Integrals and Derivatives, Theory and Applications*. Gordon and Breach Science Publishers. Langhorne. PA (1993).
- [11] J. G. Proakis and D. G. Manolakis. *Digital signal processing, in Principles, Algorithms and Applications*”, 3rd ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, (1996).
- [12] Ramirez, P. Gomez, P. Moreno, and A. Gutierrez. Frequency domain analysis of electromagnetic transients through the numerical Laplace transform, presented at the IEEE General Meeting, Denver, CO, Jun. (2004).
- [13] D. J. Wilcox and I. S. Gibson, Numerical Laplace transformation and inversion in the analysis of physical systems, *Int. J. Numer. Methods Eng.*, 20, pp. 1507–1519, (1984).

- [14] P. Moreno and A. Ramirez, Implementation of the numerical Laplace transform: a Review, IEEE Trans. On Power Delivery, accepted for publication, paper TPWRD-00600-2007. (Task Force on Frequency Domain Methods for EMT Studies). (2007).
- [15] H. Sheng, Y. Li, and Y. Q. Chen. Application of numerical inverse Laplace transform algorithms in fractional calculus, J. Franklin Inst., 348(2), pp. 315-330, (2011).
- [16] Ramirez, Frequency domain computation of steady and dynamic states including nonlinear elements, IEEE Trans. Power Del. 24, (3). pp. 1609–1615. Jul. (2009).
- [17] Ramirez. Frequency domain simulation of Networks Including Electronic Devices. IEEE Trans. Power Del. 24. (4). pp. 2455–2456. Oct. (2009).
- [18] Ramirez, A. Semlyen, R. Iravani. Order Reduction of the Dynamic Model of a linear Weakly Periodic System-Part I: General Methodology. IEEE Trans. on Power systems. 19. (2). pp. 857–865. May. (2004).
- [19] J. F. Gómez, J. J. Rosales, J. J. Bernal, V. I. Tkach, M. Guía, M. Sosa and T. Córdova. RC Circuit of Non-integer Order. Symposium on Fractional Signals and Systems. Institute Polytechnic of Coimbra. ISBN: 978-989-8331-14-4. pp. 51-59. (2011).
- [20] J. J. Rosales, J. F. Gómez, J. J. Bernal, V.I. Tkach, M. Guía, T. Córdova and A. González. Fractional Electric RLC Circuit. Symposium on Fractional Signals and Systems. Institute Polytechnic of Coimbra. ISBN: 978-989-8331-14-4. pp. 61-67. (2011).

VI. Autores

Dr. José Francisco Gómez Aguilar obtuvo su título de Doctor en Física en la Universidad de Guanajuato. Actualmente realiza su postdoctorado en el departamento de materiales solares en el instituto de energías renovables de la universidad nacional autónoma de México. Sus intereses son el electromagnetismo, métodos numéricos aplicados y las aplicaciones del cálculo fraccionario en circuitos eléctricos.

M. en I. José Roberto Razo Hernández obtuvo su título de Maestría en Ingeniería Eléctrica con opción sistemas digitales. Actualmente trabaja en el ITESI, en el departamento de electromecánica. Sus intereses son los sistemas digitales, aplicaciones con cálculo fraccionario y circuitos eléctricos.

Dr. David Granados Lieberman obtuvo su título de Doctorado en Ingeniería en la Universidad Autónoma de Querétaro en 2013. Actualmente trabaja en el ITESI en el departamento de Electromecánica como parte del posgrado de Ingeniería Eléctrica. Sus intereses son el procesamiento digital de señales, calidad de la energía, diagnóstico de máquinas eléctricas y aplicaciones del cálculo fraccionario.

CD-CA Converter Based on the Quasi 'Z' Source Inverter

Nimrod Vázquez Nava, Elías José Juan Rodríguez Segura, Claudia V. Hernández Gutiérrez,
José Edgar Baeza Trejo

Instituto Tecnológico de Celaya, Av. Tecnológico y A. G. Cubas s/n, Tel: (461) 611 7575,
jbaezatrejo@hotmail.com.

Abstrac

This paper presents a new cd-ca converter topology. The presented converter integrates a voltage-fed quasi-Z-source inverter with continuous input current (qZSI) with a high/low-frequency square-wave-driven full-bridge inverter for supplying low-frequency square-wave sources to the load. The features of the proposed electronic converter are continuous input current and boost–buck voltage output. This paper analyzes the operational modes, key design guidelines and simulation results of the proposed converter.

Index Terms: Converter circuit, DC-AC power conversion, Inverters, qZ-Source, Voltage-fed inverter.

I. Introducción

The well Known two traditional converters are: Voltage-source (or voltage-fed) and current-source (or current-fed) converters (or inverters depending on power flow directions). Figure 1a shows the traditional full bridge voltage-source converter (abbreviated as V-source converter) structure. A dc voltage source supported by a relatively large capacitor feeds the main converter circuit, a full bridge. The dc voltage source can be a battery, fuel-cell stack, diode rectifier, and/or capacitor. Four switches are used in the main circuit; each is traditionally composed of a power transistor and an antiparallel (or freewheeling) diode to provide bidirectional current flow and unidirectional voltage blocking capability. The V-source converter is widely used. It, however, has the following conceptual and theoretical barriers and limitations[1,2,3].

- The ac output voltage is limited below and cannot exceed the dc-rail voltage or the dc-rail voltage has to be greater than the ac input voltage. Therefore, the V-source inverter is a buck (step-down) inverter for dc-to-ac power conversion and the V-source converter is a boost (step-up) rectifier (or boost converter) for ac-to dc power conversion. For applications where

over drive is desirable and the available dc voltage is limited, an additional dc-dc boost converter is needed to obtain a desired ac output. The additional power converter stage increases system cost and lowers efficiency.

- The upper and lower devices of each phase leg cannot be gated on simultaneously either by purpose or by EMI noise. Otherwise, a shoot through would occur and destroy the devices. The shoot-through problem by electromagnetic interference (EMI) noise's misgating-on is a major killer to the converter's reliability. Dead time to block both upper and lower devices has to be provided in the V-source converter, which causes waveform distortion, etc.

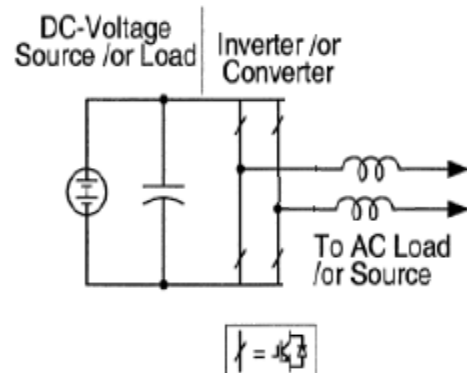


Fig. 1a. Traditional voltage source converter.

Figure 1b shows the traditional full bridge current-source converter (abbreviated as I-source converter) structure. A dc current source feeds the main converter circuit, a full bridge. The dc current source can be a relatively large dc inductor fed by a voltage source such as a battery, fuel-cell stack, diode rectifier, or thyristor converter. Four switches are used in the main circuit, each is traditionally composed of a semiconductor switching device with reverse block capability such as a gate-turn-off thyristor (GTO) and SCR or a power transistor with a series diode to provide unidirectional current flow and bidirectional voltage blocking. However, the I-source converter has the following conceptual and theoretical barriers and limitations[1,2,3,4].

- The ac output voltage has to be greater than the original dc voltage that feeds the dc inductor or the dc voltage produced is always smaller than the ac input voltage. Therefore, the I-source inverter is a boost inverter for dc-to-ac power conversion and the I-source converter is a buck rectifier (or buck converter) for ac-to-dc power conversion.

- At least one of the upper devices and one of the lower devices have to be gated on and maintained on at any time.

Otherwise, an open circuit of the dc inductor would occur and destroy the devices. The open-circuit problem by EMI noise's misgating-off is a major concern of the converter's reliability. Overlap time for safe current commutation is needed in the I-source converter, which also causes waveform distortion, etc.

- The main switches of the I-source converter have to block reverse voltage that requires a series diode to be used in combination with high-speed and high-performance transistors such as insulated gate bipolar transistors (IGBTs).

This prevents the direct use of low-cost and high performance IGBT modules and intelligent power modules (IPMs).

In addition, both the V-source converter and the I-source converter have the following common problems.

- They are either a boost or a buck converter and cannot be a buck–boost converter. That is, their obtainable output voltage range is limited to either greater or smaller than the input voltage.
- Their main circuits cannot be interchangeable. In other words, neither the V-source converter main circuit can be used for the I-source converter, nor vice versa.
- They are vulnerable to EMI noise in terms of reliability.

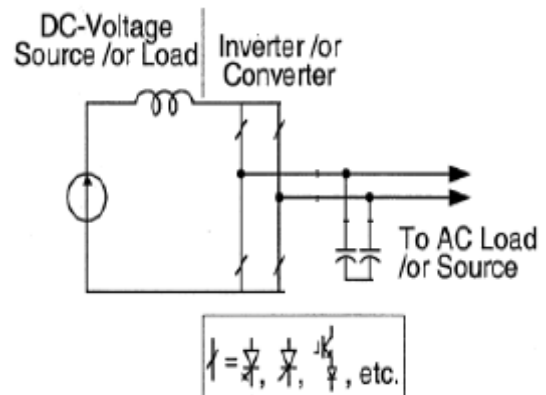


Fig. 1b. Traditional current converter.

This paper proposes single stage electronic cd – ca converter based on a different inverter topology: a quasi ‘Z’ source inverter qZSI shown in figure 2, it is not considered the integration between stages or complex operation. The implemented system offers in a single stage boost buck and power regulation load.

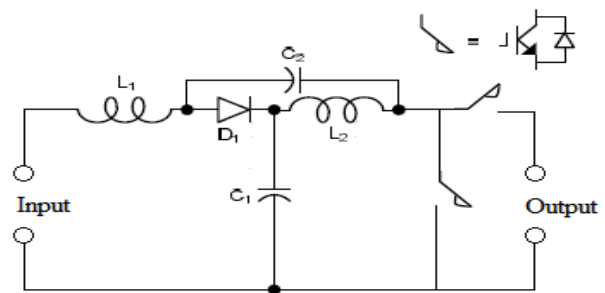


Fig. 2. Voltage Fed qZSI with Continuous Input Current.

II. Analysis of the proposed electronic converter

Recently to improve on the voltage fed and current fed converter the new quasi-Zsource inverter, qZSI, have been developed which feature several improvements and no

disadvantages when compared to the voltage fed and current fed converter [5].

There are several differences between the conventional and the qZSI topology. The qZSI does not need a separate boost switch. The voltage boost is realized by switching a shoot through of the full bridge inverter during zero state. Shoot through intervals throughout one switching period can be applied. Due to the higher boosting frequency the circuit devices L1, L2, C1, and C2 can be designed smaller accordingly, that is, the capacities are within a range of a few μF . There are three switching states possible when operating the qZSI. Two of them are well known from the conventional topology: the active state (AS) and the zero state (ZS). In addition there is a third mode, the shoot through state (ST). This third state is needed to boost the voltage and its duration per switching cycle t_{ST} indicates the voltage rate. The active state's duty cycle is called t_A . Therefore, the remaining duration per switching cycle is the zero state's duty ratio $t_Z = (1 - t_A - t_{ST})$ [6].

In the proposed converter is shown in figure 3, the three switching states are used in order to control the load output voltage, and other states are used for boost the input voltage, figure 4 shows the presented control circuit for the proposed electronic converter. Then a logical driver circuit is used for operating the inverter in high frequency to S1 and S3 for regulating and obtaining a boosting the input voltage, and a low frequency to S4 and S2 for operating the load with square waveform. Then, high frequency square-wave signals that come from a PWM controller are combined with these low-frequency square wave forms.

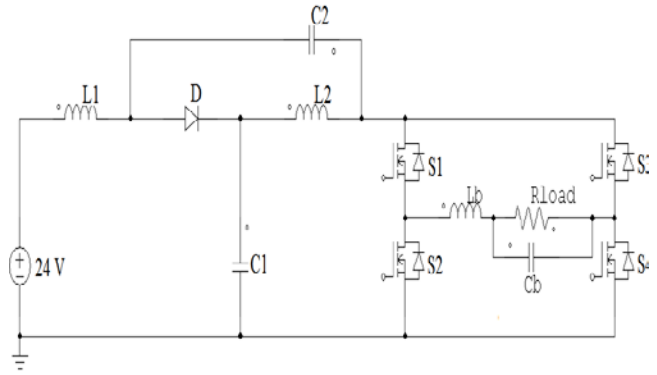
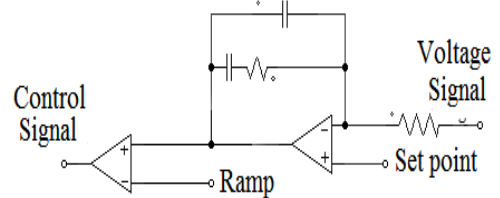
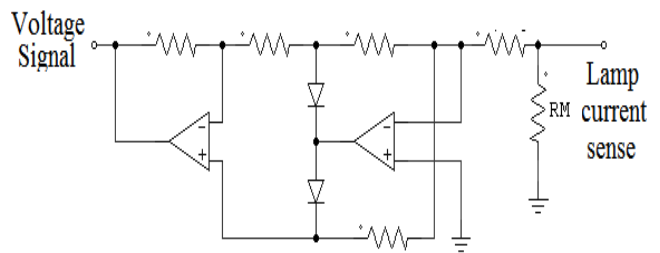
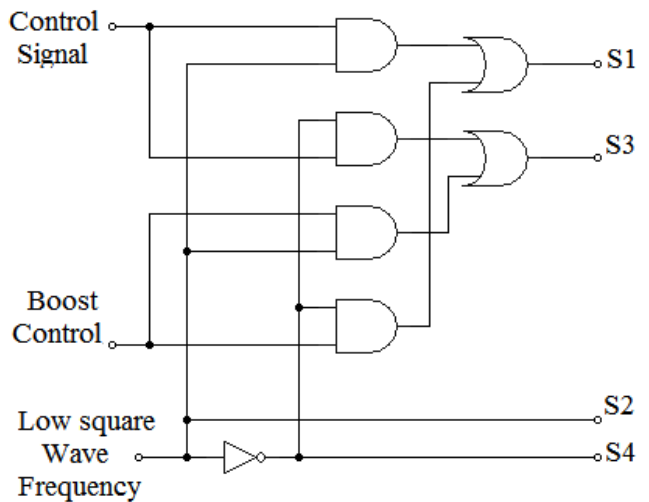


Fig. 3. Proposed cd-ca converter based on the qZSI.



a)



b)

Fig. 4. Proposed control for the converter, a) current control mode, b) logical drive circuit.

According to figure 5 and figure 6 the converter operates as follows:

1) During t_0 (t_{ST}). S1, S2 and S4 are turned on, the equivalent subcircuit is shown in figure 6(a), and then a zero voltage is applied to the load, where the inverter input voltage is zero (v_z); in this state diode (D1) is not conducting, it is in reverse state because of a negative voltage across, moreover in this state in inductor L1 the current is increasing, this state is to boosting.

2) During t_1 (t_A). S1 and S4 are maintained on, S2 is turned off, the equivalent subcircuit is shown in figure 6(b), and then a positive output voltage is delivered to load; the diode is conducting now and in inductor L1 the current is decreasing.

3) During t_2 (t_Z). S4 is maintained on, S1 is turned off, the equivalent subcircuit is shown in figure 6(c), then a zero voltage is applied to the load, the inverter input voltage is zero, the S2's freewheeling diode is conducting and in L1 the current is decreasing.

4) During t_3 (t_{ST}). S1, S3 and S2 are turned on, S4 is turned off, the equivalent subcircuit is shown in figure 6(d), then a zero voltage is still applied to the load, D1 is not conducting, it is in reverse state because of a negative voltage across and in L1 the current is increasing, this state is to boosting.

5) During t_4 (t_A). S2 and S3 are maintained on, and S1 is turned off, the equivalent subcircuit is shown in figure 6(e), and then a negative voltage is applied to the load.

6) During t_5 (t_Z). S2 is maintained on, the equivalent subcircuit is shown in figure 6(f), then a zero voltage is applied to the load, the S4's freewheeling diode is conducting and in L1 the current is decreasing.

7) After t_5 . The switching sequences are being repeated since this time.

Table I summarize different switching states for producing the different states in the electronic ballast per half cycle in the load.

		Positive Cycle			Negative Cycle			
		S	t_{ST}	t_A	t_Z	t_{ST}	t_A	t_Z
HF	S1	X	1	0	1	0	0	
	S3	1	0	0	X	1	0	
LF	S2	X	0	0	1	1	1	
	S4	1	1	1	X	0	0	

Table I. Switching states of the proposed electronic converter.

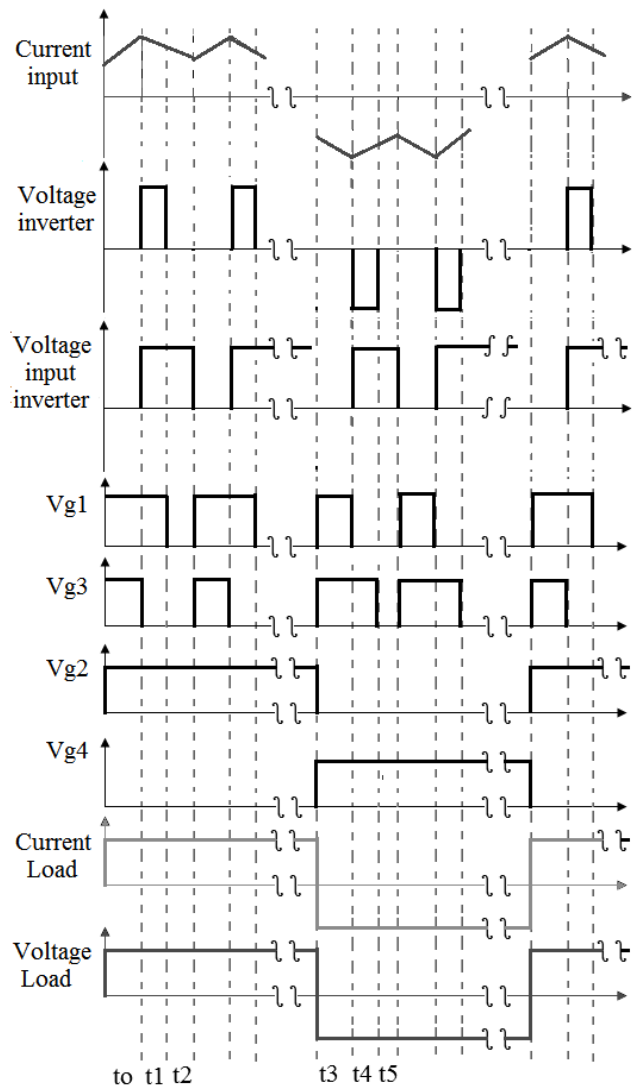


Fig. 5. Output waveform of the 'qZSI' at one switching period.

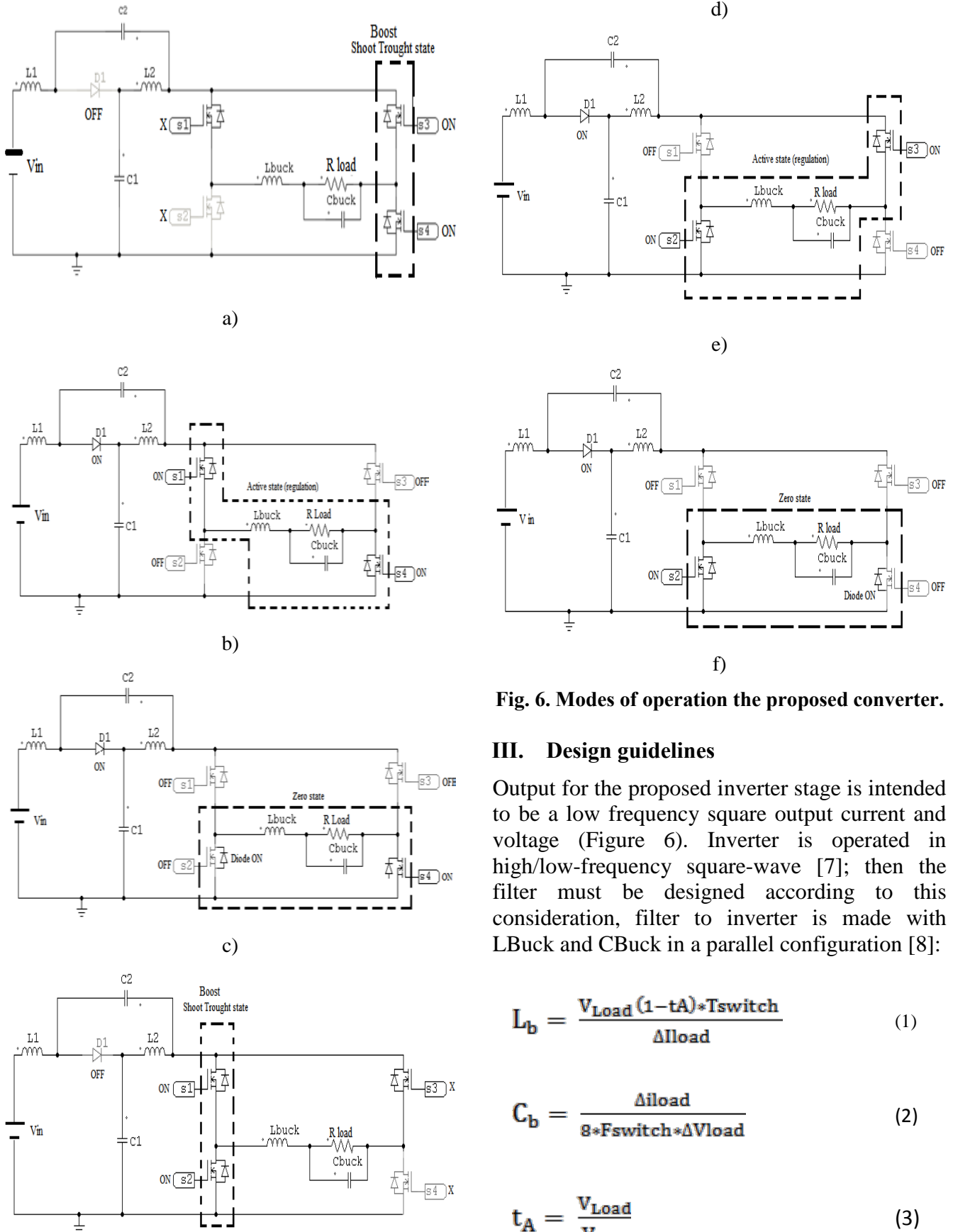


Fig. 6. Modes of operation the proposed converter.

III. Design guidelines

Output for the proposed inverter stage is intended to be a low frequency square output current and voltage (Figure 6). Inverter is operated in high/low-frequency square-wave [7]; then the filter must be designed according to this consideration, filter to inverter is made with LBuck and CBuck in a parallel configuration [8]:

$$L_b = \frac{V_{Load} (1-t_A) \cdot T_{switch}}{\Delta I_{load}} \quad (1)$$

$$C_b = \frac{\Delta I_{load}}{8 \cdot f_{switch} \cdot \Delta V_{load}} \quad (2)$$

$$t_A = \frac{V_{Load}}{V_{Bus}} \quad (3)$$

Where L_b and C_b are the inductance and capacitance of the filter, V_{Load} is the load voltage with the filter, T_{switch} is the switching period, ΔI_{load} is load ripple current, F_{switch} is the switching frequency and ΔV_{load} is the load ripple voltage.

The value of two capacitors C_1 and C_2 to quasi 'Z' source is select according to [9, 10] and cab be simply calculated by

$$C_1 = C_2 = \frac{P_{in}/V_{min}}{0.05 * V_{C1max}} t_{STmax} * T_{Switch} \quad (4)$$

Where:

$$\frac{V_{C1}}{V_{in}} = \frac{1-t_{ST}}{1-2t_{ST}} \quad (5)$$

Is the government equation to obtain t_{STmax} as voltage boost in C_1 .

$$t_{STmax} = \frac{V_{C1} - V_{in}}{-V_{in} + 2V_{C1}} \quad (6)$$

Where V_{C1max} is maximum voltage in the capacitor C_1 , P_{in} is the maximum power input to converter, V_{min} is the minimum input voltage,

t_{STmax} is the maximum shoot through state and T_{Switch} is the switching period.

The selection of the inductors L_1 and L_2 is based in [11,12], begins with the peak value of the input current.

$$L_1 = L_2 = \frac{V_{C1max}}{0.2 * (P_{in}/V_{min})} t_{STmax} * T_{Switch} \quad (7)$$

IV. Simulation results

Simulations have been performed to confirm the above analysis. The purpose of the system is to produce 50-V rms from the battery whose voltage is 24 V dc. The parameters considered are:

Main switch S: MOSFET, MUR 860

Diodes: MUR1560

Inductors: 1.2mH

Capacitor: 10uF

Operating Frequency: 50KHz.

In figure 7 is showed the simulated results about the converter input current, voltage from qZSI and voltage output. In the figure 8 is showed the input current and the voltage from qSZI detail.

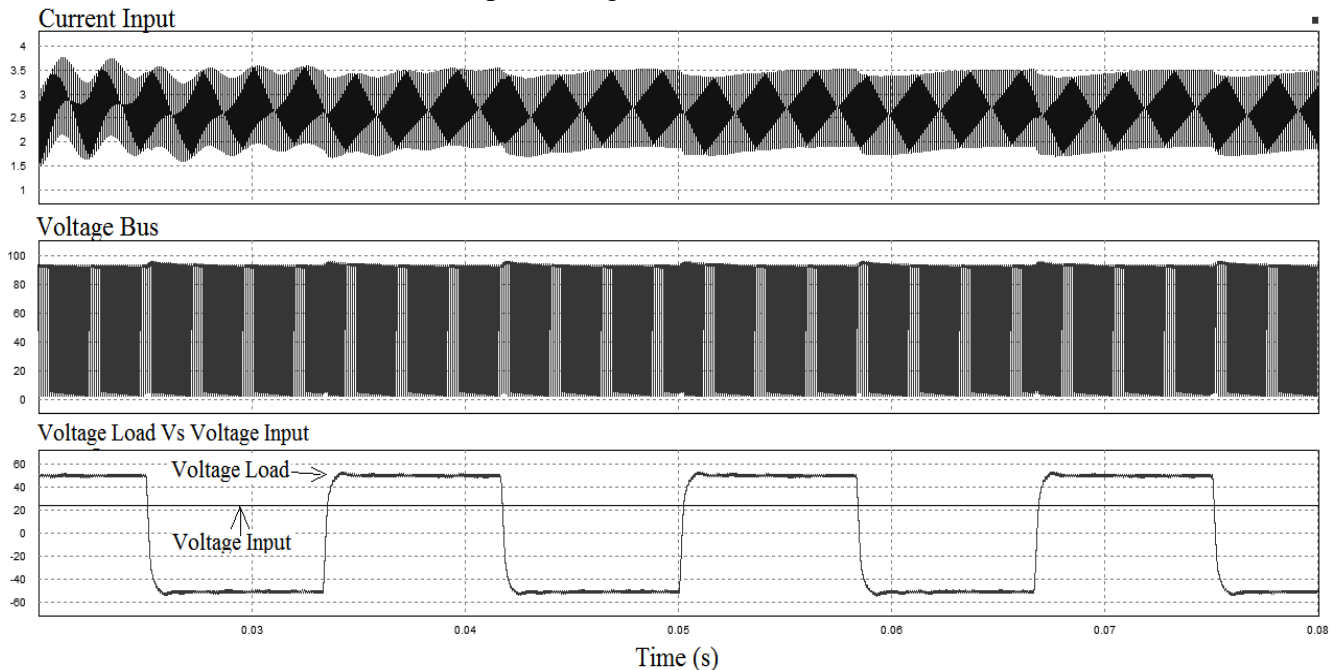


Fig. 7. The principal waveforms, . From top to bottom: input current (.5A/div), Voltage from qZSI (10V/div), Output voltage (10V/div). Time scale: 10 mS/div.

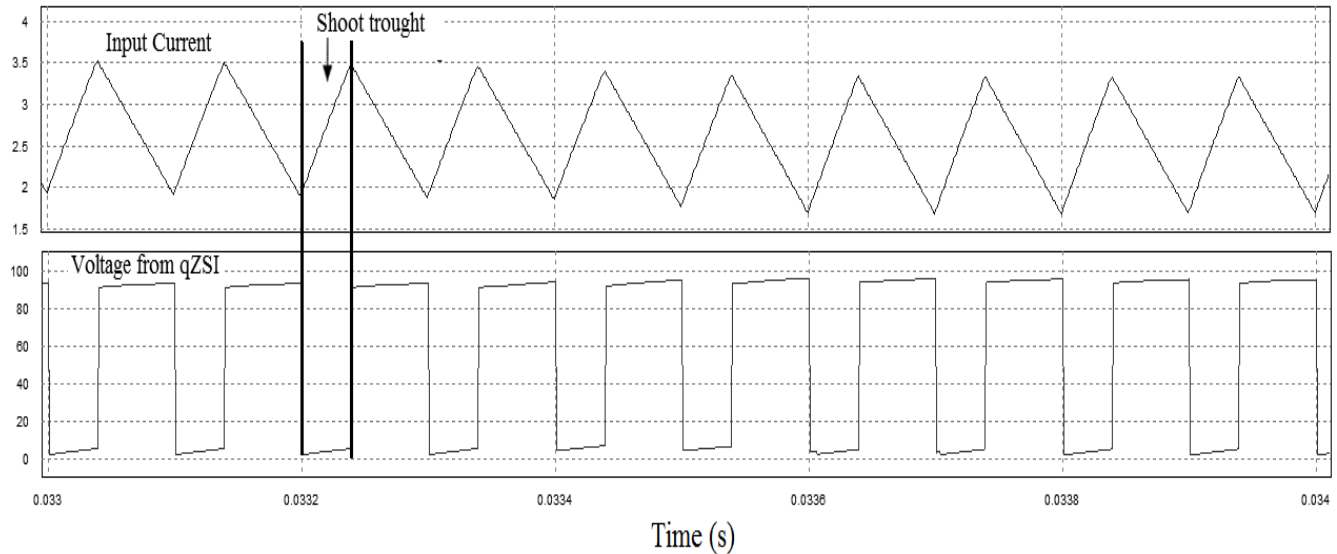


Fig. 8. Detailed input current and voltage from qZSI. From top to bottom: input current (.5A/div), Voltage from qZSI (10V/div). Time scale: 200 μ S/div.

V. Conclusions

We propose converter for single applications. The converter topology combines quasi 'Z' source presented with an investor operating in low frequency and high frequency being the maximum of 50KHz and a low frequency.

The Qzsi has been presented for implementing dc-to-ac, power conversion. The qZSI employs a unique impedance network (or circuit) to couple the converter main circuit to the power source, thus providing unique features that cannot be observed in the traditional voltage-source and current-source converters where a capacitor and inductor are used, respectively.

This paper focused on an example a qZSI for battery applications. Through the example, the paper described the operating principle, analyzed the circuit characteristics, and demonstrated its concept and superiority.

The qZSI can boost-buck voltage.

Based on the concept, it is apparent that many qZSI conversion circuits can be derived. The qZSI can produce an output voltage greater than the dc input voltage by controlling the boost factor.

VI. Reference

- [1] Fang Zheng Peng. "Z-Source Inverter". IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 39. No 2. March/April 2003. Pp. 504- 510.
- [2] Fang Zheng Peng, Alan Joseph, JinWang, Miaosen Shen. "Z-Source Inverter for Motor Drives" IEEE transactions on power electronics. vol. 20, no. 4, july 2005 pp 857-853.
- [3] Miaosen Shen, Jin Wang, Alan Joseph, Fang Zheng Peng, Leon M. Tolbert, Donald J. Adams "Constant Boost Control of the Z-Source Inverter to Minimize Current Ripple and Voltage Stress" IEEE transactions on industry applications, vol. 42, no. 3, may/june 2006, pp. 770-778.
- [4] Xupeng Fang, Mingjie Zhu, Zhiqiao Chen, Jie Liu, Xinwei Zhao" Current-Fed Z-Source Inverter Modulation" Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference. 20-23 Aug. 2011, pp. 1-6.
- [5] Anderson, J. and Peng, F.Z., "Four quasi-z-source inverters," in Power Electronics Specialists Conference. IEEE. June 2008. pp. 2743-2749.

- [6] Beer K., Piepenbreier B. “Properties and Advantages of the Quasi-Z-Source Inverter for DC-AC Conversion for Electric Vehicle Applications”, Anti-Counterfeiting, Security and Identification (ASID), 2012 International Conference on. 2010. pp. 1 - 6.
- [7] G. González. “Balastro Electrónico Para Lámpara De Aid De 35 W De Hm Con Control De Intensidad Luminoso”. Tesis De Maestría. Instituto Tecnológico de Celaya. junio del 2011.
- [8] STMicroelectronics, Appl. Note 247, pp. 1-44.
- [9] Li Yuan, Peng Fang Z. “AC Small Signal Modeling, Analysis and Control of Quasi-Z-Source Converter”. Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC). 2012. 7th International. Volume: 3, 2012, pp. 1848- 1854.
- [10] Quang Trong Nha, Alam M.M., Huang-Jen Chiu, Yu-Kang Lo “Single-Stage Quasi Z-Source Flyback Power Factor Correction Converter” Anti-Counterfeiting, Security and Identification (ASID), 2012 International Conference on 2012. pp. 1- 5.
- [11] Perea Franco Alejandro. Tesis: “Balastro Electrónico basado en inversor alimentado en Z”. Instituto Tecnológico de Celaya, 2011. Grado: Maestro en ciencias en ingeniería electrónica.
- [12] I. Roasto, D. Vinnikov, T. Jalakas, J. Zakis, S. Ott. “Experimental Study of Shoot-Through Control Methods for qZSI-Based DC/DC Converters”. International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2010, pp.29-34.

VII. Authors

Nimrod Vazquez Nava obtuvo el título de Ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya en 1994, los grados de

Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica y Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el cenidet en 1997 y 2003 respectivamente, actualmente es profesor-investigador en el Instituto Tecnológico de Celaya e investigador nivel 1 en el SNI.

Elías José Juan Rodríguez Segura obtuvo el título de Ingeniero en Electrónica por la Universidad Autónoma Metropolitana en 1994, los grados de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica y Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el cenidet en 1997 y 2003 respectivamente, actualmente es profesor-investigador en el Instituto Tecnológico de Celaya e investigador nivel 1 en el SNI.

Claudia V Hernández Gutiérrez obtuvo el título de Ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya en 1995 y el grado de Maestra en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el cenidet en 2000, actualmente es docente y jefa de proyectos de investigación en el Instituto Tecnológico de Celaya.

José Edgar Baeza Trejo obtuvo el título de Ingeniero en Mecatrónica por la Universidad Tecnológica del Norte de Guanajuato en 2011, estudia actualmente la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica en Instituto Tecnológico de Celaya.

SOGI-FLL Normalizado en FPGA para la Sincronización con la Red Eléctrica en Energías Renovables

Ricardo Villalobos Mendoza, Héctor Juan Carlos López Tapia, Nimrod Vázquez Nava, Claudia V. Hernández Gutiérrez

Instituto Tecnológico de Celaya, Av. Tecnológico y A. García Cubas S/N A.P.57, C.P. 38010, Celaya, Gto.,
01(461) 611 75 75 Fax: 01(461) 611 79 79, ricardovime@gmail.com.

Resumen

La generación de energía eléctrica consiste en transformar alguna clase de energía química, mecánica, térmica o luminosa, entre otras, en energía eléctrica. Esta generación se divide en dos tipos: No renovable y renovable. La energía renovable cuenta con sistemas autónomos y no autónomos, en estos últimos la energía generada es inyectada a la red; para poder hacer la inyección ambas energías deben de estar sincronizadas en fase θ y frecuencia ω , de no ser así se pone en riesgo el sistema de generación. De aquí nace la necesidad de contar con un sistema de sincronización capaz de indicar en todo instante el valor de fase θ y frecuencia ω de la red para realizar la inyección de energía sin problemas, para la sincronización se utiliza un integrador generalizado de segundo orden (SOGI) junto un lazo de amarre de frecuencia (FLL). La técnica de sincronización SOGI-FLL es simulada con el software PSIM; para la implementación digital se utilizó la plataforma MATLAB Simulink con Xilinx System Generator for DSP, posteriormente se realiza la exportación del diseño y se genera el lenguaje de descripción de hardware (VHDL), código para la implementación en un FPGA con el software Xilinx ISE Design Suite.

Palabras Clave: FPGA, Normalización, Red eléctrica, SOGI-FLL, Sincronización.

I. Introducción

La generación de energía eléctrica consiste en transformar alguna clase de energía química, mecánica, térmica o luminosa, entre otras, en energía eléctrica. Esta generación se divide en dos tipos: No renovable y renovable. La energía renovable cuenta con sistemas autónomos y no autónomos, en estos últimos la energía generada es inyectada a la red; para poder hacer la inyección ambas energías deben de estar sincronizadas en fase θ y frecuencia ω , de no ser así se pone en riesgo el sistema de generación [1].

De aquí nace la necesidad de contar con un sistema de sincronización capaz de indicar en todo instante el valor de fase y frecuencia de la red para realizar la inyección de energía sin problemas, para la sincronización se utiliza un integrador generalizado de segundo orden (SOGI,

por sus siglas en inglés) junto un lazo de amarre de frecuencia (FLL, por sus siglas en inglés).

La técnica de sincronización SOGI-FLL es simulada con el software PSIM; para la implementación digital se utilizó la plataforma MATLAB Simulink con Xilinx System Generator for DSP, posteriormente se realiza la exportación del diseño y se genera el lenguaje de descripción de hardware (VHDL, por sus siglas en inglés), código para la implementación digital en un FPGA.

La técnica SOGI-FLL se adapta a la amplitud de la señal de referencia; el seguimiento de la amplitud es un problema, si la amplitud de la señal de referencia varia, también variará la energía entregada a la red, ya que con la señal sincronizada se realiza la modulación de ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés). Es deseable una señal sincronizada con la red y

normalizada en amplitud para entregar la energía generada lo más constante posible en amplitud a la red. Para corregir este problema se coloca una estructura de normalización de amplitud en la señal de salida de la técnica SOGI-FLL.

El sistema es capaz de entregar una señal senoidal al control de un inversor DC/AC monofásico sincronizada en fase, frecuencia y normalizada en amplitud con la red eléctrica para lograr la sincronización de la energía generada y la energía de la red, sin importar factores de la red como:

- Armónicos.
- Variaciones de fase y de frecuencia.
- Variaciones de amplitud.

II. Desarrollo

A) Ubicación del sistema de sincronización

El ángulo de fase y la frecuencia de la red es información básica para los equipos de generación eléctrica conectados a ella. Para estas aplicaciones, la sincronización con la red eléctrica es esencial dado que las dos energías (tensión de red y tensión generada) deben de interactuar de una manera correcta y sincronizada, para asegurar el correcto funcionamiento del sistema de generación.

En la Figura 1 se muestra la ubicación del sistema de sincronización en el cual consideramos que tenemos como ejemplo energía renovable solar fotovoltaica en DC. El sistema de sincronización tiene como señal de referencia la red eléctrica y se obtiene una señal senoidal sincronizada en fase θ , frecuencia ω , posteriormente se hace una normalización de amplitud de la señal de salida del sistema de sincronización para enviarla al control del inversor y generar la modulación por ancho de pulso (PWM) para el inversor.

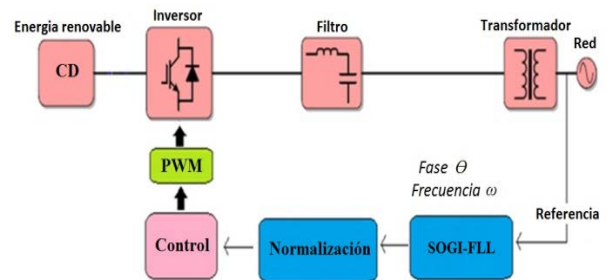


Fig. 1. Esquema general del sistema de sincronización conectado a la red eléctrica.

El inversor mediante una técnica PWM genera la señal senoidal que utiliza para la inyección de energía. La etapa de control del inversor es esencial ya que con la estrategia adecuada de conmutación de los dispositivos semiconductores se define la salida senoidal que se desea.

La estrategia de conmutación consta de la generación de señales de control para activar o desactivar los semiconductores, determinando la cantidad de energía que se desea enviar a la salida. Una técnica de modulación muy utilizada para los inversores, es la modulación de ancho de pulso senoidal (SPWM, por sus siglas en inglés).

B) Modulación de ancho de pulso senoidal SPWM

Es una de las técnicas más empleadas para generar un PWM por su simplicidad. Consiste en comparar una señal senoidal a la frecuencia fundamental de salida conocida como moduladora y una señal triangular llamada portadora, ésta normalmente es de frecuencia mayor que la moduladora, ver Figura 2.

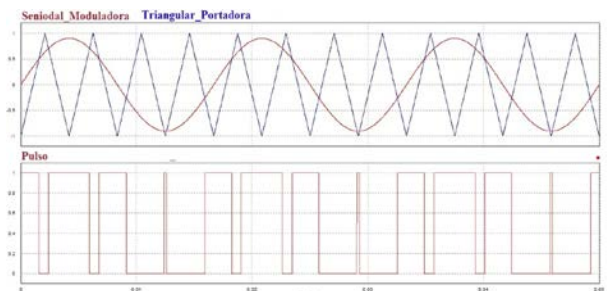


Fig. 2. Modulación de ancho de pulso senoidal.

Al tener generada la señal sincronizada con la red por medio de la técnica SOGI-FLL, la señal se manda hacia el control del inversor para generar el PWM del inversor, de tal manera que la energía generada estará sincronizada con la red.

Un ejemplo de la técnica SPWM se presenta en [2]. Esta topología es un inversor multinivel elevador alimentado en corriente para un sistema fotovoltaico monofásico, su configuración consiste en dos convertidores CD/CD elevadores conectados en serie permitiendo elevar el voltaje, seguido de una etapa de inversor puente completo el cual trabaja a baja frecuencia, ver Figura 3.

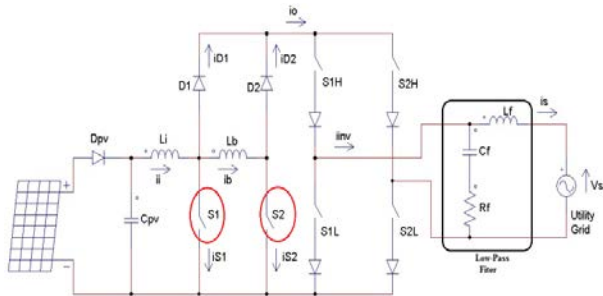


Fig. 3. Inversor multinivel elevador alimentado en corriente.

Utiliza una técnica de modulación SPWM generada por la comparación de dos señales portadoras triangulares desfasadas 180 grados y una señal moduladora senoidal rectificada para determinar las señales para la activación y desactivación de S1 y S2, ver Figura 4.

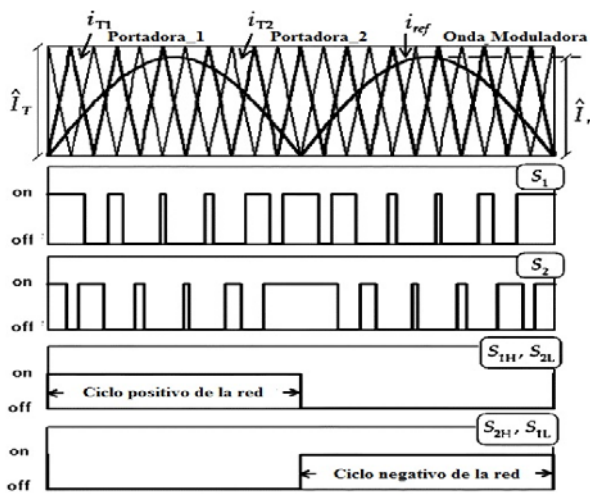


Fig. 4. Técnica de modulación para los interruptores S1 y S2.

C) Integrador generalizado de segundo orden SOGI

Su concepto viene de un integrador generalizado que utiliza señales senoidales, básicamente es un filtro adaptativo de frecuencia variable, como se presenta en [3, 4, 5]. La entrada v es la señal de referencia y las señales de salida son v' y qv' , la componente v' tiene la misma fase y magnitud que la señal v mientras qv' se encuentra desfasada 90 grados respecto a v' por lo cual las señales se encuentran en cuadratura, ω es la frecuencia central de resonancia de la estructura SOGI por lo tanto la estructura fue nombrada como generador de señal de cuadratura (QSG, por sus siglas en inglés), ver Figura 5.

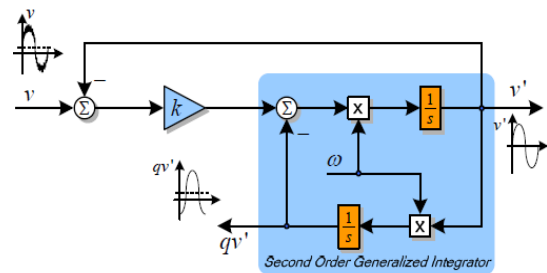


Fig. 5. Estructura SOGI-QSG.

Donde sus funciones de de transferencia son:

$$SOGI(s) = \frac{v'}{k\varepsilon_v}(s) = \frac{\omega's}{s^2 + \omega'^2} \tag{1}$$

$$D(s) = \frac{v'}{v}(s) = \frac{k\omega's}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \tag{2}$$

$$Q(s) = \frac{qv'}{v}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \tag{3}$$

D) Técnica SOGI-FLL

En la literatura se encuentran diferentes métodos de sincronización como el lazo de amarre por fase (PLL, por sus siglas en inglés) para la sincronización de señales tomando como referencia a la red, estimando el ángulo de fase, como se muestra en [6, 7, 8, 9].

La técnica SOGI-FLL utiliza la estructura SOGI junto con la estructura el lazo de amarre por frecuencia (FLL), la unión de ambas estructuras forman esta técnica de sincronización, como se

muestra en [10, 11, 12], ver Figura 6. La técnica se basa proporcionar la frecuencia estimada ω' y no de la fase estimada θ' como generalmente lo hacen las técnicas de sincronización basadas en PLL's, la técnica SOGI-FLL no necesita los elementos básicos que tiene un PLL como es el oscilador controlado por voltaje (VCO, por sus siglas en inglés) para poderse ajustar a la frecuencia de la señal de referencia ya que únicamente necesita una frecuencia central de oscilación ω_{ff} , no tiene un control (PI), ni funciones trigonométricas lo cual es práctico para la implementación digital ya que es una de las técnicas de sincronización con el menor número de componentes.

La técnica SOGI-FLL proporciona un rápido y preciso seguimiento de frecuencia, incluso bajo la distorsión armónica, cambio de fase, variaciones de frecuencia y de amplitud.

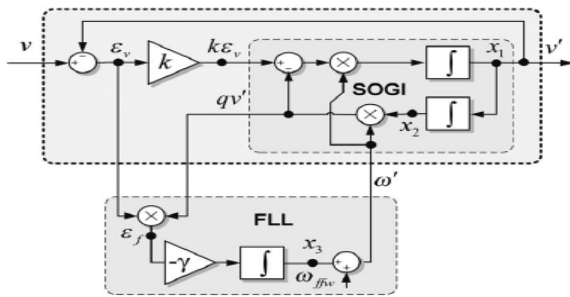


Fig. 6. Técnica SOGI-FLL para un sistema monofásico.

La función de transferencia de la señal de entrada v y para la señal de error ε_v es:

$$E(s) = \frac{\varepsilon_v}{v}(s) = \frac{s^2 + \omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (4)$$

E) Estructura de normalización de amplitud

Para tener una señal senoidal normalizada en amplitud se necesita contar con una estructura la cual sin importar las variaciones de amplitud de la señal de referencia, la señal de salida permanezca con una amplitud constante.

Las señales en cuadratura de la técnica SOGI-FLL entran a la estructura de normalización de

amplitud para obtener la amplitud constante en la señal de salida V_{norm} . Esta estructura consta de un detector de voltaje pico de una onda senoidal, ver Figura 7.

La señal de salida V_{norm} se encuentra sincronizada en fase, frecuencia y con amplitud normalizada, por lo cual se obtiene la señal de salida deseada para realizar la modulación de ancho de pulso senoidal (SPWM) y poder inyectar la energía a la red de una manera constante.

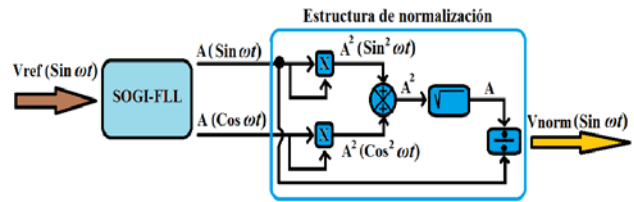


Fig. 7. Estructura de normalización.

Donde:

$$v' = A (\text{Sin}^2 \omega t) \quad (5)$$

$$qv' = A (\text{Cos}^2 \omega t) \quad (6)$$

De las ecuaciones 20 y 21 podemos decir:

$$V_{norm}(cte) = A^2 \text{Sin}^2 \omega t + A^2 \text{Cos}^2 \omega t \quad (7)$$

Por lo cual tenemos:

$$V_{norm}(cte) = A^2 (\text{Sin}^2 \omega t + \text{Cos}^2 \omega t) \quad (8)$$

De la ecuación 23 por identidad trigonométrica:

$$1 = (\text{Sin}^2 \omega t + \text{Cos}^2 \omega t) \quad (9)$$

Para obtener la amplitud es:

$$A = \sqrt{A^2} \quad (10)$$

Por obtener la señal V_{norm} :

$$V_{norm}(cte) = \frac{A \text{Sin} \omega t}{A} \quad (11)$$

Donde se puede deducir:

$$V_{norm}(cte) = \text{Sin} \omega t \quad (12)$$

F) Simulaciones

En la Figura 8 se muestra la estructura de la técnica SOGI-FLL junto con la estructura de la normalización de amplitud en el software PSIM. Se modificó la estructura SOGI para colocar dos Offsets con un valor decimal de 2048 para que

las señales v' y qv' estén a la mitad de resolución del convertidor de 12 bits que se utilizó, el convertidor tiene un valor máximo decimal de 4095, esto es para evitar los desbordamientos y voltajes negativos.

Las salidas V y qV son las señales en cuadratura de la técnica SOGI las cuales son las señales de entrada a la estructura de normalización, se colocó una frecuencia central de oscilación ω_{ff} de 3.77 r/s lo cual es equivalente a 60 Hz debido a la frecuencia que maneja la red. Se realizó un cambio de amplitud de -50% del valor nominal (1000 a 500 valores decimales) y de frecuencia 60 a 65 Hz en la señal de referencia (señales $Vref_1$ y $Vref_2$).

Change = Cambio de frecuencia y amplitud.

En la figura 9 se muestra la forma en que se amarra la señal V con la señal $Vref$, cuando permanece a 60 Hz esta estable, cuando se realiza el cambio de frecuencia y de amplitud en la señal $Vref$ la señal V pierde un momento el amarre pero se vuelve a sincronizar. La señal $Vnorm$ también esta sincronizada en fase y frecuencia, la característica más importante es que la señal se encuentra normalizada en amplitud y se mantiene casi intacta cuando se realiza el cambio de amplitud en la señal $Vref$.

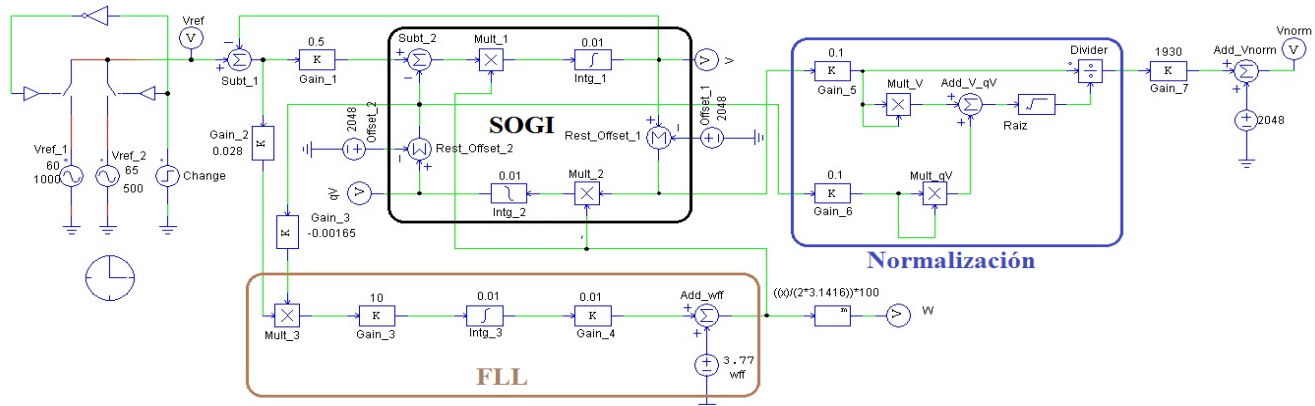


Fig. 8. Estructura SOGI-FLL con amplitud normalizada en PSIM.

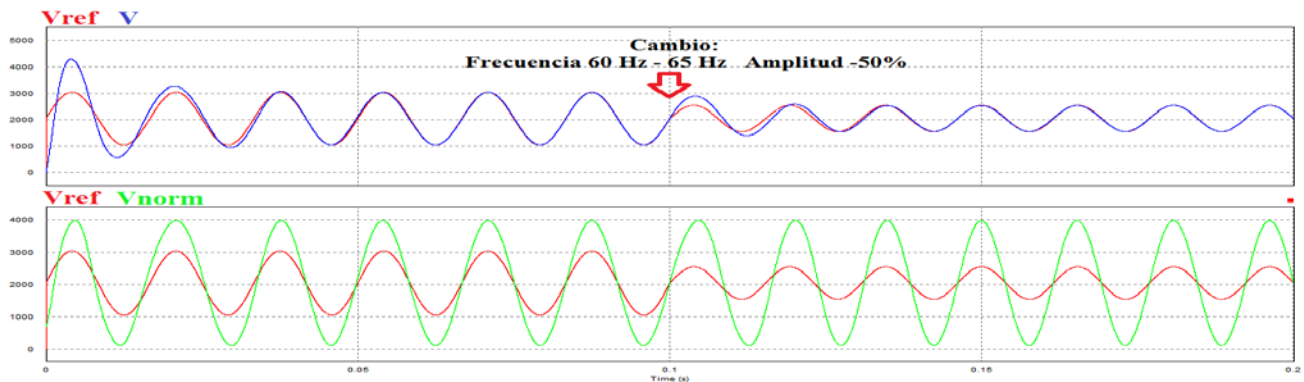


Fig. 9. Simulación de la técnica SOGI-FLL normalizada en PSIM.

Donde:

$Vref_1$ y $Vref_2$ = Señales de referencia v .

V = Señal sincronizada v' .

qV = Señal en cuadratura qv' .

$Vnorm$ = Señal normalizada en amplitud.

w = Frecuencia estimada de la señal de entrada en Hertz ω' .

w_{ff} = Frecuencia central de oscilación ω_{ff} .

G) Metodología de diseño en FPGA

La implementación digital se realizó en un arreglo de compuertas programables en campo (FPGA, por sus siglas en inglés), es una plataforma que facilita la creación rápida de prototipos de diseño digital y buena opción para pasar los diseños del dominio analógico a digital.

En este caso se utilizó una tarjeta Basys2 Xilinx Spartan-3E-250 CP132. Los convertidores A/D y D/A utilizados para realizar las pruebas y los resultados experimentales cuentan con una resolución de 12-bits a 3.3 volts. La metodología que se utilizó para realizar el diseño digital se muestra en la Figura 10.



Fig. 10. Metodología para la implementación digital en el FPGA.

La técnica de sincronización SOGI-FLL es simulada con el software PSIM; para la implementación digital se utilizó la plataforma MATLAB Simulink con Xilinx System Generator for DSP, que crea una especificación de alto nivel con estándares de blocksets Simulink para el modelado del sistema, posteriormente se realiza la exportación y se genera el lenguaje de descripción de hardware (VHDL, por sus siglas en inglés), código para la implementación en el FPGA. En la Figura 11 se muestra el diseño de la técnica SOGI-FLL con la ayuda de la herramienta MATLAB Simulink [13, 14].

III. Resultados experimentales

La fuente de energía renovable manda DC al inversor DC/AC y se sincroniza con la red al momento que hace la SPWM por medio de la señal V_{norm} y se inyectará la energía a la red de una manera constante en amplitud sin problemas de desfaseamiento ni cruces por cero falsos. Para la implementación digital de la técnica de sincronización, se generó el diseño digital en MATLAB Simulink a partir de las simulaciones en el software PSIM, el diseño digital se exportó con Xilinx System Generator for DSP para crear el código VHDL para la programación de el FPGA.

Se utilizó una señal senoidal proveniente de un generador de funciones simulando la red, esta señal de referencia se encuentra montada con un componente de DC al convertidor A/D, con el fin de evitar los desbordamientos de palabra y voltajes negativos, las señales de salida del convertidor D/A tienen acoplamiento en AC en el osciloscopio para poder observar adecuadamente la frecuencia de las mismas. Adicionalmente para observar el desempeño del sistema se realizaron tres pruebas diferentes:

1. Transitorios.
2. Estado estacionario.
3. Barrido de frecuencia.

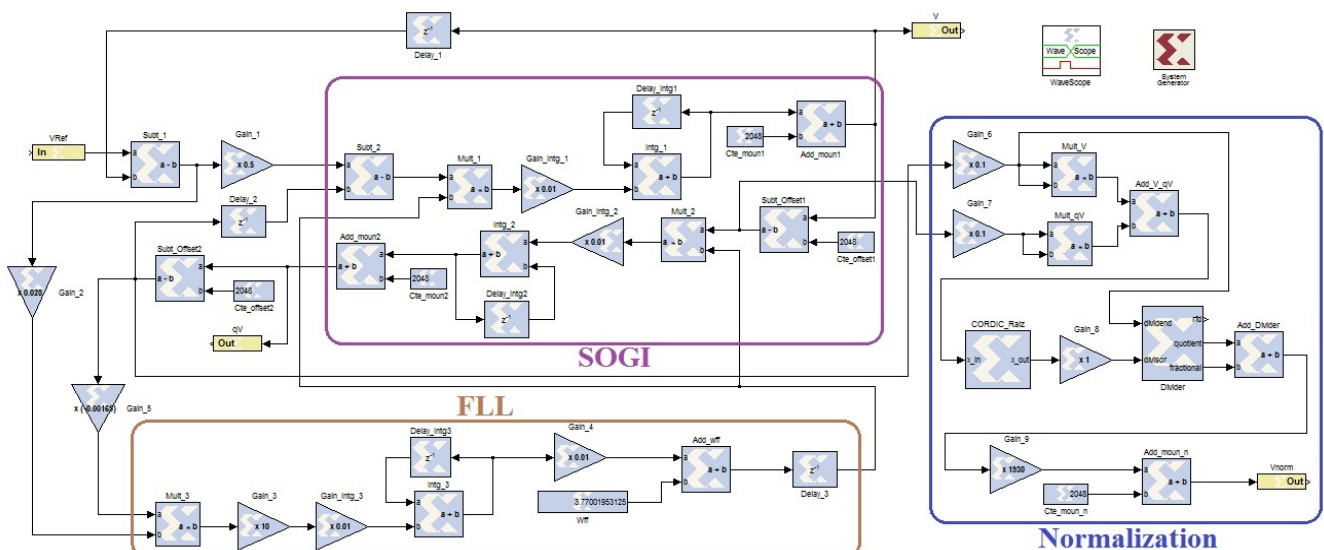


Fig. 11. Diseño digital de la técnica SOGI-FLL en MATLAB Simulink.

1. Transitorios

En la Figura 12 se muestra el transitorio de la técnica SOGI-FLL con amplitud normalizada, primeramente tenemos una ausencia de la señal de referencia V_{ref} , las señales de salida v' y V_{norm} comienzan a oscilar variando su frecuencia y su amplitud de tal manera que en un instante dado las señales V_{ref} , v' y V_{norm} se encuentran sincronizadas en fase y frecuencia, se debe destacar que la señal V_{norm} alcanza su amplitud máxima más rápido que la señal v' , el amarre con la señal V_{ref} también es más rápido.

En Figuras 13 y 14 se observa un cambio de frecuencia en la señal V_{ref} , las señales V_{ref} , v' y V_{norm} se encuentra sincronizadas, la señal ω' responde adecuadamente, este cambio de frecuencia es muy brusco ya que la frecuencia de la red eléctrica no varía mucho, pero se la prueba para observar el desempeño del sistema.

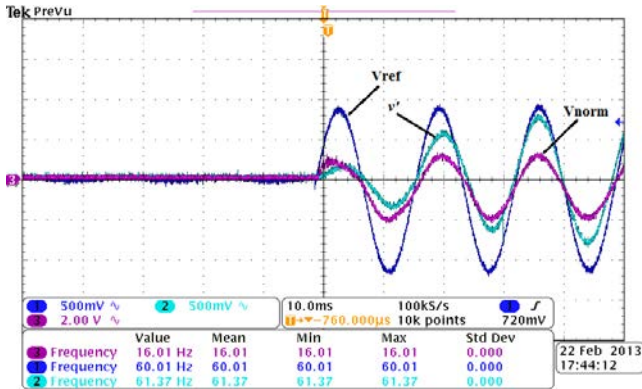


Fig. 12. Transitorio de amarre de la técnica SOGI-FLL con amplitud normalizada.

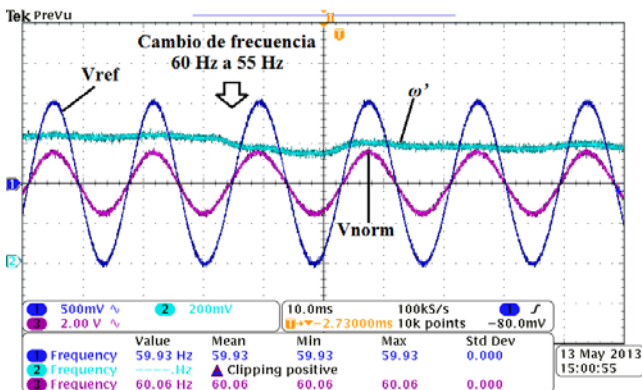


Fig. 13. Cambio de frecuencia de 60 Hz a 55 Hz.

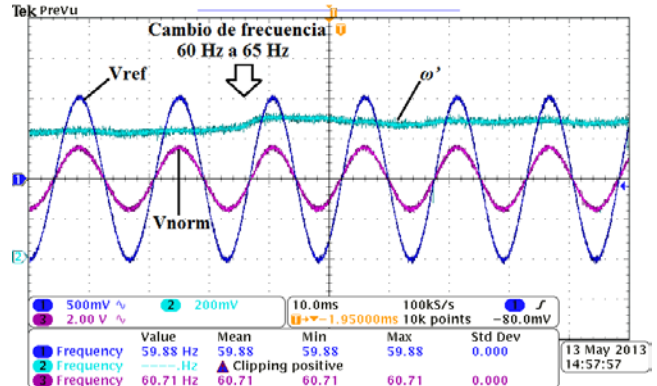


Fig. 14. Cambio de frecuencia de 60 Hz a 65 Hz.

Las Figuras 15 y 16 muestran el comportamiento de las señales de salida ante variaciones de amplitud de $\pm 50\%$ en la señal V_{ref} . La amplitud de la señal v' se adapta a la amplitud de la señal V_{ref} . La señal V_{norm} se comporta como se observó en las simulaciones, la característica más importante es que la señal es casi inmune a los cambios de amplitud de la señal V_{ref} y su amarre permanece estable.

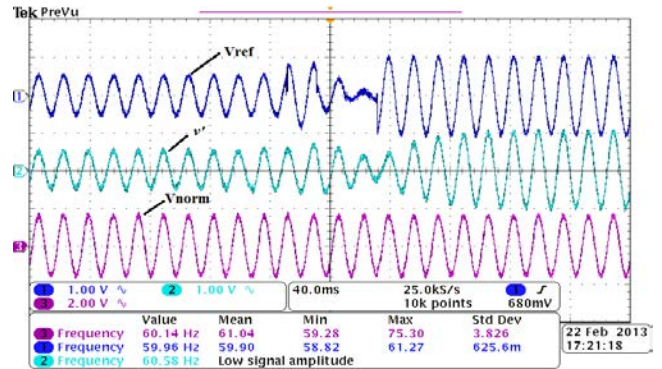


Fig. 15. Cambio de amplitud de +50% en la señal V_{ref} .

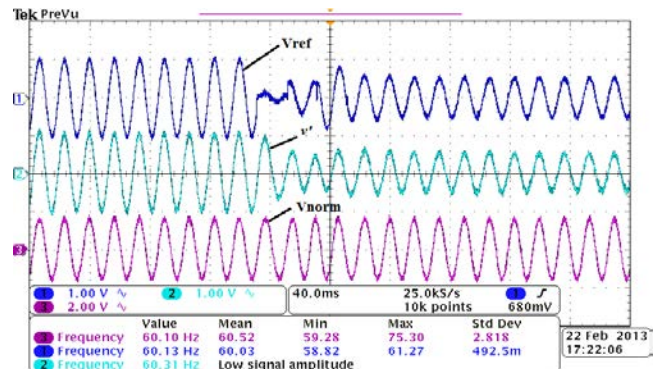


Fig. 16. Cambio de amplitud de -50% en la señal V_{ref} .

2. Estado estacionario

La Figura 16 muestra el comportamiento de las señales v' y V_{norm} cuando están en el estado estacionario, las señales v' y V_{norm} se encuentran sincronizadas con la señal V_{ref} .

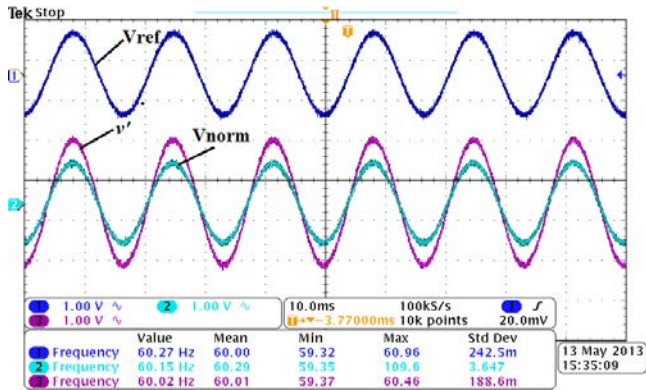


Fig. 17. Estado estacionario de señales v' y V_{norm} .

La Figura 17 muestra la señal V_{ref} con la adición del 30% de amplitud del 3^{er} armónico. Las señales v' y V_{norm} se encuentran filtradas del componente de armónico. La figura 18 muestra 30% de amplitud del 3^{er} armónico en la señal V_{ref} , mientras que la figura 19 muestra el porcentaje del componente de armónico filtrado, la atenuación del armónico es aproximadamente de un 30% a un 3.19%. La adición del 30% de contenido armónico es algo muy excesivo, pero la prueba se realizó para probar el rendimiento del sistema.

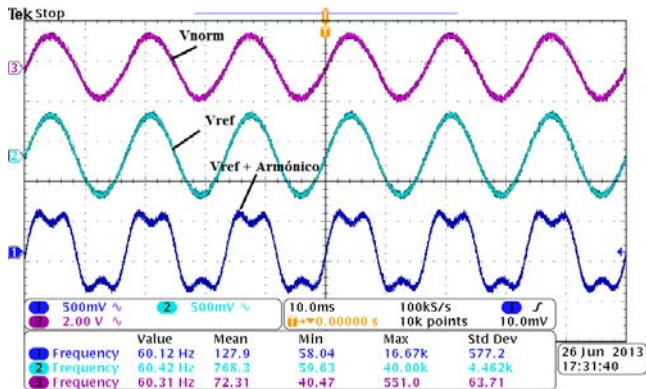


Fig. 18. Adición del 30% del 3^{er} armónico en V_{ref} y señal v' filtrada.

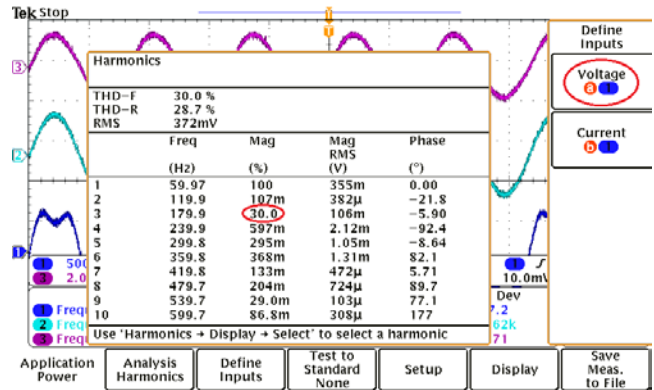


Fig. 19. Porcentaje de contenido armónico en V_{ref} .

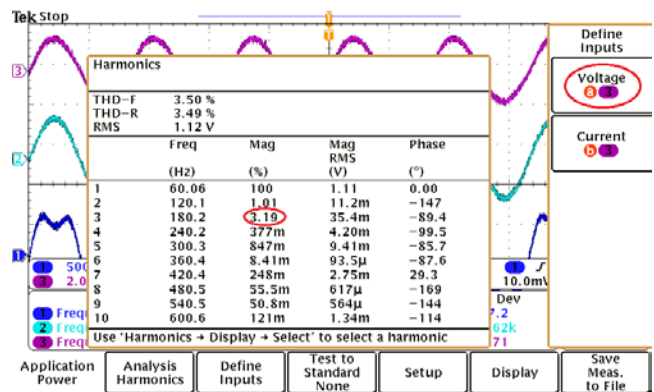


Fig. 20. Porcentaje de contenido armónico en V_{norm} .

La Figura 20 muestra la adición del 30% de amplitud del 10^o armónico en la señal V_{ref} , se puede observar que existen cruces por cero falsos en la señal V_{ref} , mientras que la señal V_{norm} no pierde el amarre, esta es una característica importante que hace la técnica de sincronización confiable.

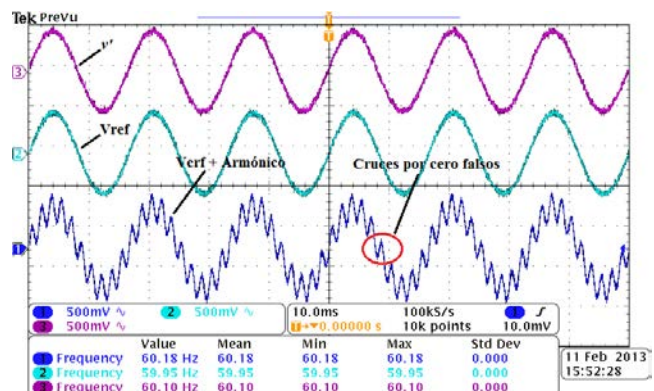


Fig. 21. Adición del 30% del 10^o armónico en V_{ref} .

3. Barrido de frecuencia

En la Figura 21 se hace un barrido de frecuencia de 1 Hz a 300 Hz en la señal V_{ref} , la señal v' se encuentra sincronizada dentro de una banda de frecuencias cercanas a 60 Hz. En la Figura 22 se observa la señal V_{norm} ante el mismo barrido de frecuencia, una característica importante es que en la señal V_{norm} no varía su amplitud.

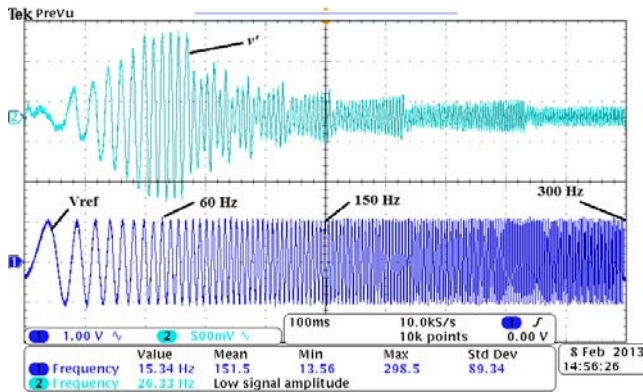


Fig. 22. Barrido de frecuencia de 1 Hz a 300 Hz en V_{ref} y comportamiento de v' .

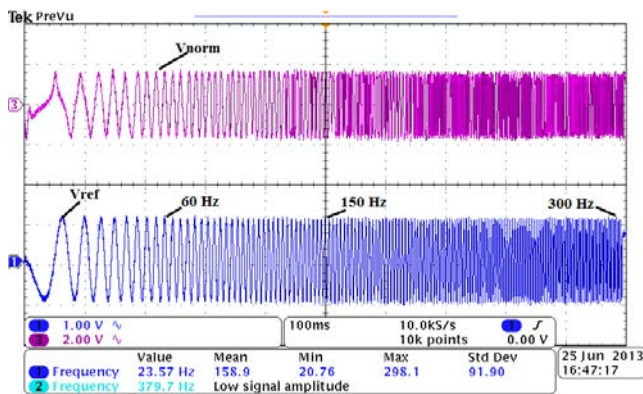


Fig. 23. Barrido de frecuencia de 1 Hz a 300 Hz en V_{ref} y comportamiento de V_{norm} .

IV. Conclusiones

La técnica SOGI-FLL por si misma tiene el inconveniente de adaptarse a la amplitud de la señal de entrada. El sistema funciona como un filtro pasa-bandas, obteniendo buenos resultados en filtrar la señal de entrada ante los armónicos que se puedan presentarse en la red. Tenemos que generar una energía de calidad para realizar la

inyección a la red, se debe de cumplir con las normas que tiene comisión federal de electricidad (CFE) para equipos interconectados con la red.

La técnica de sincronización mantiene la amplitud de la señal de salida normalizada ante los cambios de amplitud que se puedan presentar en la red como se mostró en los resultados obtenidos. Con esta técnica se obtiene la señal de salida deseada, la señal se encuentra sincronizada a la red eléctrica en fase, frecuencia y con amplitud normalizada para utilizar la técnica de modulación SPWM.

La herramienta MATLAB Simulink y Xilinx System Generator for DSP que se utilizaron para generar y exportar el diseño digital fueron de gran ayuda para realizar la implantación digital en el FPGA, la metodología que se utilizó es útil ya que la implementación es rápida y se obtienen buenos resultados.

V. Referencias

- [1] Yong Hou, Fuyuan Xu, Wei Cheng, "A Sustainable Growth Model with the Utilization of Renewable-Energy", IEEE Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, International Conference on 21- 25 September 2007, pp. 5012 – 5015.
- [2] Pedro Gomes Barbosa, Henrique Antonio Carvalho, Márcio do Carmo Barbosa, Estevão Coelho, "Boost current Multilevel Inverter and its Application on single-phase grid-connected photovoltaic systems" Vol. 21 No.4, July 2006, pp. 1116-1124.
- [3] Mihai Ciobotaru, Remus Teodorescu, Vassilios G Agelidis, "Offset rejection for PLL based synchronization in grid-connected converters" in Proc. of APEC 2008, pp. 1611-1617.
- [4] Mihai Ciobotaru, Remus Teodorescu and Frede Blaabjerg, "A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator" in Proc. Power Electronics

- Specialists Conference, 2006. PESC'06. 37th IEEE, pp. 1-6.
- [5] Maria Jesús Díaz, Emilio Bueno, Raúl Mateos and Francisco J. Rodríguez, "FPGA Implementation of Harmonic Detector based on Second Order Generalized Integrators" in Proc. Industrial Electronics, IECON 2008, 34th Annual Conference of IEEE, pp. 2453-2458.
- [6] Antonio Nicastrì and A. Nagliero, "Comparison and evaluation of the PLL techniques for the design of the gridconnected inverter systems" in Proc. 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2010), Bari, Italia July 4–7 2010, pp. 3865-3870.
- [7] José Antonio Hoyo Montaña, Tesis doctoral: "Analysis and design of three phase reference generators and ac/ac converters to enhance power quality", departamento de ingeniería electrónica CENIDET, September 9, 2005, Cuernavaca, Morelos México, pp. 22-39.
- [8] Richard W. Wall, "Simple methods for detecting zero crossing" in Proc. of IECON, 2003, Vol.3, pp. 2477-2481.
- [9] Antonella Nagliero, Rosa A. Mastromauro, Marco Liserre, and Antonio Dell'Aquila, "Synchronization techniques for grid connected wind turbines" in Proc. 35th IEEE IECON 2010, pp. 4606–4613.
- [10] Pedro Rodriguez, Alvaro Luna, Ignacio Candela, Remus Teodorescu, and Frede Blaabjerg, "Grid synchronization of power converters using multiple second order generalized integrators" in Proc. 34th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron., Nov. 10–13, 2008, pp. 755–760.
- [11] Pedro Rodríguez, Alvaro Luna, Raul Santiago Muñoz, Ion Etxeberria, Remus Teodorescu and Frede Blaabjerg, "A Stationary Reference Frame Grid Synchronization System for Three-Phase Grid-Connected Power Converters Under Adverse Grid Conditions" IEEE December 16, 2011, pp. 99-112.
- [12] Pedro Rodríguez, Alvaro Luna, Ignacio Candela, Ramon Mujal, Remus Teodorescu and Frede Blaabjerg, "Multiresonant Frequency-Locked Loop for Grid Synchronization of Power Converters Under Distorted Grid Conditions" IEEE Transactions On Industrial Electronics, vol. 58, no. 1, January 2011, pp.127-138.
- [13] Luo Zijun, Mary Kaye, Chris Diduch and Liuchen Chang, "Frequency measurement using a frequency locked loop" in Proc. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE, pp. 917-921.
- [14] Min Ye, Taijun Liu, Yan Ye, Gaoming Xu, Tiefeng Xu, "FPGA Implementation of CORDIC-Based Square Root Operation for Parameter Extraction of Digital Pre-Distortion for Power Amplifiers" in Proc. Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), 6th International Conference on IEEE 2010, pp. 1-4.

VI. Autores

Ing. Ricardo Villalobos Mendoza es Ingeniero en Mecatrónica por la Universidad Tecnológica del Norte de Guanajuato en 2011 y actualmente es estudiante de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico de Celaya.

M. C. Héctor Juan Carlos López Tapia obtuvo el título de Ingeniero Electrónico y el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya, actualmente es docente en el Instituto Tecnológico de Celaya.

Dr. Nimrod Vazquez Nava obtuvo el título de Ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya en 1994, los grados de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica y Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica por

el CENIDET en 1997 y 2003, actualmente es profesor-investigador en el Instituto Tecnológico de Celaya e investigador nivel 1 en el SNI.

M.C. Claudia V Hernández Gutiérrez obtuvo el título de Ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya en 1995 y el grado de Maestra en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el CENIDET en 2000, actualmente es docente de Posgrado en el Instituto Tecnológico de Celaya.

Time Constant and Transitory Response of a RC Circuit Described for Fractional Differential Equations

*José Francisco Gómez Aguilar, **José Roberto Razo Hernández, **David Granados Lieberman

*Departamento de Materiales Solares, Instituto de Energías Renovables. Universidad Nacional Autónoma de México (IER-UNAM). Priv. Xochicalco s/n. Col. Centro. Temixco Morelos México., (777) 362 00 90, jgomez@cie.unam.mx.

**Departamento de Electromecánica, Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI), Carretera Irapuato-Silao Km 12.5, Irapuato Guanajuato, (462) 6067900, ext. 179 jorazo@itesi.edu.mx, david.granados@itesi.edu.mx.

Abstract

This work presents the analysis of the fractional time constant and the transitory response (delay, rise, and settling times) of a RC circuit as a physical interpretation of fractional calculus in observables terms, the definition of Caputo fractional derivative is applied. The physical interpretation of these observables allows a clearer understanding of the concept of fractional derivative.

Keywords: Fractional Calculus, Fractional Time Constant, Fractional Differential Equations, Transitory Response.

I. Introduction

Fractional calculus (FC) is three centuries old as the conventional calculus, but it is not very popular with the scientific and the engineering communities. The beauty of this subject is that the fractional derivatives and fractional integrals do not have local properties. Thereby, this considers the history and non-local distributed effects of any physical system. Another peculiarity of fractional calculus is the inclusion of new degrees of freedom of the system, which increases the information that can be obtained from nature. The applications of FC to scientific and engineering problems have grown considerably [1-3]. The recent interest of the FC and in particular in the fractional differential equations is stimulated by the applications in various areas of physics, chemistry and engineering [4-9]. Nevertheless, the derivation of such equations from some fundamental laws is not an easy matter. The fractional operator reflects intrinsic dissipative processes that are sufficiently complicated in nature. Their theoretical relationship with FC is not yet

ascertained fully. Therefore, it is interesting to analyze a simple physical system and try to understand their behavior given by the fractional differential equation fully.

The definitions of the fractional order derivative are not unique and exist several definitions, including: Grünwald-Letnikov, Riemann-Liouville, Weyl, Riesz and the Caputo representation for fractional order derivative. In the Caputo case, the derivative of a constant is zero and we can define, properly, the initial conditions for the fractional differential equations which can be handle by using an analogy with the classical integer case. Caputo derivative implies a memory effect by means of a convolution between the integer-order derivative and a power of time. For these reasons, in this paper we prefer to use the Caputo fractional derivative.

The Caputo's fractional derivative (CFD) of a function $f(t)$ is defined as [10]

$${}_0^C D_t^\gamma f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\gamma)} \int_0^t \frac{f^{(n)}(\tau)}{(t-\tau)^{\gamma-n+1}} d\tau, \quad (1)$$

where $n=1,2,\dots, \in \mathbb{N}$ and $n-1 < \gamma \leq n$. We consider the case $n=1$, i.e., in the integrand there is only first derivative. In this case, $0 < \gamma \leq 1$, is the order of the fractional derivative.

Laplace transform to CFD gives [10]

$$L\left[{}^C_0 D_t^\gamma f(t) \right] = S^\gamma F(s) - \sum_{k=0}^{m-1} S^{\gamma-k-1} f^{(k)}(0). \quad (2)$$

During the recent years the Mittag-Leffler function has caused extensive interest among physicist due to its role played in describing realistic physical systems with memory and delay. The Mittag-Leffler function is defined by the series expansion as

$$E_a(t) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{t^m}{\Gamma(am+1)}, \quad (a > 0), \quad (3)$$

where $\Gamma()$ is the gamma function. When $a=1$, from (3), we have

$$E_1(t) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{t^m}{\Gamma(m+1)} = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{t^m}{m!} = e^t. \quad (4)$$

Therefore, the Mittag-Leffler function includes the exponential function as a special case.

II. Application Examples

RC CIRCUIT.

Ohm's law states that the current flowing through a conductor between two given points is directly proportional to the potential difference and inversely proportional to the resistance between them. The mathematical formula can be written as follows

$$v(t) = Ri(t), \quad (5)$$

where $i(t)$ is the current flowing through the conductor measured in amperes (A), $v(t)$ is the potential difference measured between two points of the conductor with units of volts V and R is the resistance of the conductor, measured in Ω . The current is the change in the charge q respect to time t ,

$$i(t) = \frac{dq}{dt}. \quad (6)$$

Taking this into account, Ohm's law can be written as a function of the charge $q(t)$,

$$v(t) = R \frac{dq}{dt}. \quad (7)$$

The idea is to rewrite Ohm's law in terms of fractional derivatives. For this purpose we introduce a fractional derivative operator as follows

$$\frac{d^\gamma}{dt^\gamma}, \quad 0 < \gamma \leq 1 \quad (8)$$

where γ is an arbitrary parameter representing the fractional time derivative operator and in the case $\gamma=1$ becomes ordinary derivative operator. However, the ordinary time operator has dimensions of inverse seconds s^{-1} , then the expression (8),

$$\left[\frac{d^\gamma}{dt^\gamma} \right] = \frac{1}{s^\gamma}, \quad (9)$$

is not a time derivative, because the dimension is, $s^{-\gamma}$.

To be consistent with the dimensionality we introduce a parameter, σ , as follows

$$\left[\frac{1}{\sigma^{1-\gamma}} \frac{d^\gamma}{dt^\gamma} \right] = \frac{1}{s}, \quad 0 < \gamma \leq 1 \quad (10)$$

such that when $\gamma=1$ the expression (10) becomes ordinary derivative operator. This is true if the parameter, σ , has dimensions of seconds, $[\sigma]=s$. Therefore we can change the ordinary time derivative operator for the fractional time derivative operator as follows

$$\frac{d}{dt} \rightarrow \frac{1}{\sigma^{1-\gamma}} \frac{d^\gamma}{dt^\gamma}, \quad n-1 < \gamma \leq n \quad (11)$$

where n is an integer. These two expressions represent time derivatives, since their dimensions are inverse seconds. The parameter, σ ,

characterizes the fractional components (components that show an intermediate behavior between a system conservative and dissipative) of the fractional time operator [11-12]. Using the expression (11), Ohm's law (7) becomes a fractional Ohm's law

$$v(t) = \frac{R}{\sigma^{1-\gamma}} \frac{d^\gamma q}{dt^\gamma}, \quad 0 < \gamma \leq 1 \quad (12)$$

when $\gamma=1$ from the expression (12) we have (7).

Below it is described fractional RC circuit and applies the fractional formulas obtained in the generalization of this circuit.

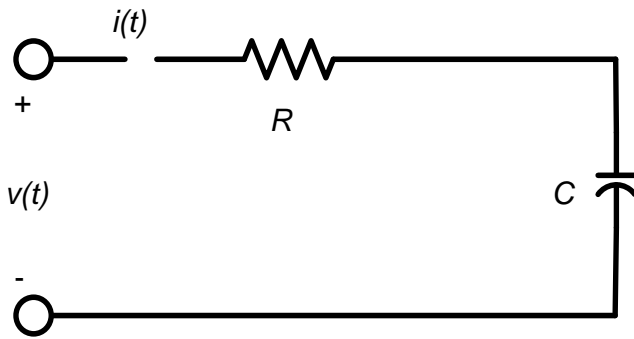


Fig. 1. RC Circuit.

The RC circuit is represented in Figure 1, applying Kirchhoff's law, we have

$$R \frac{dq}{dt} + \frac{1}{C} q(t) = v(t), \quad (13)$$

where R is the resistance, C is the capacitance and v(t) the source. The general solution of (13) is known and has the form

$$q(t) = ce^{-t/\tau} + e^{-t/\tau} \int e^{t/\tau} v(t) dt, \quad (14)$$

where $\tau=RC$ is the time constant, measured in seconds.

Using the expression (12), the fractional differential equation for the RC circuit has the form

$$\frac{d^\gamma q}{dt^\gamma} + \frac{1}{\tau_\gamma} q(t) = \frac{C}{\tau_\gamma} v(t), \quad (15)$$

where

$$\tau_\gamma = \frac{RC}{\sigma^{1-\gamma}}, \quad 0 < \gamma \leq 1 \quad (16)$$

It can be called fractional time constant due to its dimensionality s^γ . When $\gamma=1$, from (16) we have the ordinary time constant, $\tau=RC$.

Assuming that $v(0)=0$ and for any time t , $v(t)=V_o u(t)$, where V_o is a constant source of voltage and $u(t)$ is the step function. Applying Laplace transform with zero initial conditions (steady state)

$$s^\gamma Q(s) + \frac{1}{\tau_\gamma} Q(s) = \frac{CV_o}{\tau_\gamma s}, \quad (17)$$

solving for $Q(s)$, using tables of Laplace transforms [9] we obtain

$$Q(s) = \frac{CV_o}{\tau_\gamma s \left(s^\gamma + \frac{1}{\tau_\gamma} \right)}. \quad (18)$$

Applying the inverse Laplace transform [9] in (18) we obtain the behavior of the charge respect to time t

$$q(t) = CV_o \left\{ 1 - E_\gamma \left[-\frac{\sigma^{1-\gamma}}{RC} t^\gamma \right] \right\}, \quad (19)$$

where E_γ is defined in (3).

The parameter γ , which represents the order of fractional time derivative (17), can be related to the parameter σ , which characterizes the presence of fractional components in the system. In this case the relationship is given by the expression

$$\gamma = \frac{\sigma}{RC}, \quad (20)$$

then, the magnitude

$$\delta = 1 - \gamma. \tag{21}$$

Characterize the presence of fractional structures in the system. This can be seen as follows: if $\gamma=1$, then, from (20) we have $\sigma=RC$ and thus $\delta=0$ in (21), which means that in the system there are not fractional structures, is say, is a regular RC . However, in the range $0<\gamma<1$, or what is the same as $0<\sigma<RC$. The magnitude of δ increases and tends to unity, because in the system are increasingly fractional structures

$$q(t) = CV_0 \left\{ 1 - E_\gamma \left[-\gamma^{1-\gamma} \hat{t}^\gamma \right] \right\}, \tag{22}$$

where $\hat{t} = \frac{t}{RC}$, is an adimensional parameter.

From (22), we have the voltage in the capacitor

$$v(t) = V_0 \left\{ 1 - E_\gamma \left[-\gamma^{1-\gamma} \hat{t}^\gamma \right] \right\}. \tag{23}$$

Given the values, $R=1M\Omega$, $C=1\mu F$, we simulate the equation (22) and (23), obtaining the Figure 2, which shows the behavior of the charge and voltage in the capacitor, in the same Figure.

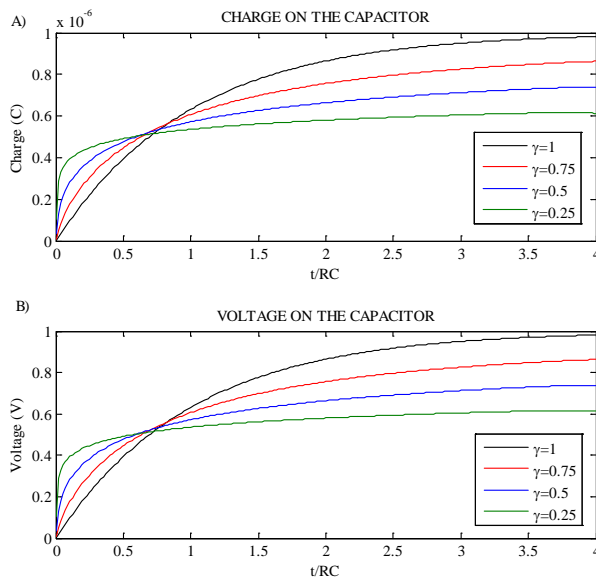


Fig. 2. Charge on the capacitor, in Figure A), fractional exponents: $\gamma=0.25$, (green line) $\gamma=0.5$, (blue line) $\gamma=0.75$ (red line) and $\gamma=1$ (black line), in

Figure B), Voltage on the capacitor, fractional exponents: $\gamma=0.25$, (green line) $\gamma=0.5$, (blue line) $\gamma=0.75$ (red line) and $\gamma=1$ (black line).

ANALYSIS OF THE FRACTIONAL TIME CONSTANT

The time constant is the time required for one capacitor to charge to 63.2% of the total charge (maximum voltage) after a direct current source is connected to an RC circuit. The capacitor does not reach its maximum load (and voltage) in a time constant. If a new constant lag time will be charged capacitor is now 86.5% of the total load. This situation is similar, when the capacitor is discharged. When the CD source voltage is removed an RC circuit has a constant time after the voltage on the capacitor has gone from 100% to 36.8% (it has lost 63.2% of its original value). Table I shows the value (in percent) of these two cases.

Time Constant	% Load or Growth	% de Discharge or Decrease
1	63.2	36.8

Table I. Values of Charge and Discharge vs., Time Constant.

Figure 2 B) shows the voltage on the capacitor for the following fractional exponents $\gamma=0.25$, $\gamma=0.5$, $\gamma=0.75$ and $\gamma=1$. Obtaining the numerical derivative using finite difference method one find the value of capacitor discharge. Figure 3 show the resulting voltage for the fractional exponents $\gamma=1$, $\gamma=0.75$, $\gamma=0.5$ y $\gamma=0.25$, respectively.

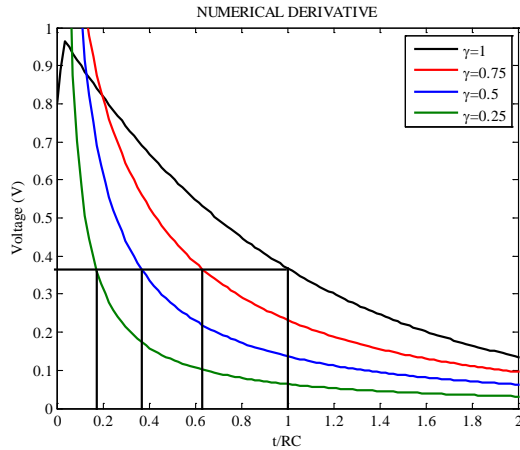


Fig. 3. Numerical Derivative of voltage, exponent $\gamma=1$, $\tau=0.368$ located in $t=1$ second, fractional exponents: $\gamma=0.75$, $\tau=0.368$ located in $t=0.628$ seconds, $\gamma=0.5$, $\tau=0.368$ located in $t=0.369$ seconds and $\gamma=0.25$, $\tau=0.368$ located in $t=0.177$ seconds.

γ	Time (s)	Voltage (V)
$\gamma=1$	1	0.368
$\gamma=0.75$	0.628	0.368
$\gamma=0.5$	0.369	0.368
$\gamma=0.25$	0.177	0.368

Table II. Discharge Values vs., Time Constant.

In assessing the fractional exponent shows that the time constant tends to move forward in time as this exponent γ change from $\gamma=1$, $\gamma=0.75$, $\gamma=0.5$ to $\gamma=0.25$, respectively. That is, capacitor discharge occurs in less time than it would take the entire order of exponent.

TRANSIENT RESPONSE

Then define three design specifications of the transient response, using Figure 2 B), in the Table III is that in evaluating the output for each value of fractional exponent. Time delay \hat{t}_d , which is the time takes the output to reach 10% of its final value. The rise time \hat{t}_e , is the time it takes the output to go from 10% to 90% of its

final value and the settling time \hat{t}_s , is defined as the time required for the response to 2% around its final value and remain in that value.

γ	\hat{t}_d	\hat{t}_e	\hat{t}_s
$\gamma=1$	3.16227	0.1	1.77827
$\gamma=0.75$	31.62277	0.06309	2.63026
$\gamma=0.5$	100000	0.01	39.81071
$\gamma=0.25$	3162277.66016	0.0001	1995.26231

Table III. Fractional Exponent vs., Output.

The Table III describes the behavior of the delay time, rise time and settling time, respectively, for different values of γ . It is observed that for all $\gamma \in (0:1]$ stored charge in the RC circuit is directly proportional to the potential difference across the capacitor, it follows that the transient behavior of the system can be analyzed using, equally, the graph of Figure 2 A) or Figure 2B), in this case is selected in Figure 2 B) for the analysis of the transient.

For the time delay \hat{t}_d can see that as the order of the fractional derivative γ , the time delay decreases with the decreases of the order of derivative, likewise, the delay sensitivity of the order of derivative increases with decreasing the order of the derivative. No values are plotted \hat{t}_d for smaller values because these are very small. Apparently, it has an exponential decreases settling time for values under the order of the derivative.

For the rise time \hat{t}_e as the order of the derivative varies from 0:25 to 1.0. As can be seen, the rise time increases as the order of the derivative decreases, becoming both more sensitive. Is evident the effect that the order of the derivative can have on clock systems and semiconductors circuits.

For the settling time \hat{t}_s can be seen that as the order of the fractional derivative tends to zero the settling time tends to infinity, that is, the settling time decreases with increasing the order of the fractional derivative, likewise, the settling time sensitivity regarding the order of the derivative also decreases. Apparently, there is an exponential growth settling time for smaller values of the derivative order.

III. Discussion

Fractional calculus is a very useful tool in describing the evolution of systems with memory, which typically are dissipative and to complex systems. In this work, by use of the concept of time constant and transitory response we discuss two important consequences of application of fractional operators in physics.

IV. Conclusions

The study of fractional order circuits and their technological implications is definitely an emerging area of interdisciplinary research. In assessing the fractional exponent shows that the time constant tends to move forward in time as this exponent change from $\gamma=1$, $\gamma=0.75$, $\gamma=0.5$ and $\gamma=0.25$. That is, capacitor discharge occurs in less time than it would take the entire order of exponent. This phenomenon indicates the existence of another capacitive element, different from the ideal capacitor in the RC circuit shown in Figure 1, showing fractional structures (components that show an intermediate behavior between a system conservative (capacitor) and dissipative (resistor)).

Respect to transient response we conclude that the settling time decreases with increasing the order of the fractional derivative, likewise, the settling time sensitivity regarding the order of the derivative also decreases. The rise time increases as the order of the derivative decreases, becoming both more sensitive. The time delay decreases with the decreases of the order of derivative, likewise, the delay sensitivity of the order of derivative increases with decreasing order of the

derivative. Is evident the effect that the order of the derivative can have on clock systems and semiconductors circuits, which must be small rise times damage to electronic circuits and large rise times produce large errors in clock circuits. On the other hand, in the steady state behavior is observed the reduction in the bandwidth having as consequence a lower data transmission capacity.

We emphasize that fractional differentiation with respect to time can be interpreted as an existence of memory effects which correspond to intrinsic dissipation in our system. We hope that this way of dealing with fractional electrical circuit can be found applications in the power electronics, communication theory, control theory, also in the modeling of cells seen as an electrical RC circuit.

Acknowledgments

This work was supported by CONACYT.

V. References

- [1] D. Cafagna, Past and present-fractional calculus: a mathematical tool from the past for present engineers, IEEE Industrial Electronics Magazine. 1, (2), (2007).
- [2] J. A. T. Machado, A probabilistic interpretation of the fractional-order differentiation. Fractional Calculus and applied Analysis. 6, (1), (2003).
- [3] A. A. Rousan, N.Y. Ayoub, F.Y. Alzoubi, H. Khateeb, M. Al-Quadi, M.K. Hasan(Qasser), B.A. Albiss, A Fractional LC-RC Circuit. Fract. Calc. Appl. Anal. 9, (1), pp. 33-41, (2006),
- [4] F. Mainardi, in Fractals and Fractional Calculus in Continuum Mechanics, Edited by A. Carpinteri, F. Mainardi (Springer-Verlag, New York), pp. 291-348, (1997).
- [5] J. Bisquert, Phys. Rev. Lett. 91, (010602), (2003).
- [6] A. A. Stanislavsky, JETP 98, (705), (2004).

- [7] S. Boldyrev, C. R. Gwinn, Phys. Rev. Lett. 91, (131101), (2003).
- [8] A. M. Lacasta, J. M. Sancho, A. H. Romero, I. M. Sokolov, K. Linden-berg, Phys. Rev. E 70, (051104), (2004).
- [9] V. E. Tarasov, G. M. Zaslavsky, Physica A 354, (249), (2005).
- [10] Podlubny, Fractional Differential Equations. Academic Press, San Diego, (1999). S.G. Samko, A. A. Kilbas and O. I. Marichev, Fractional Integrals and Derivatives, Theory and Applications. Gordon and Breach Science Publishers, Langhorne, PA (1993).
- [11] R. Hilfer. Fractional diffusion based on Riemann-Liouville Fractional Derivatives, J. Phys. Chem. 104 , (2000), 3914-3917.
- [12] R. Metzler, J. Klafter. The Random Walk's Guide To Anomalous Difussion: A Fractional Dynamics Approach , Phys. Rep. 339 , (2000), 1-77.

posgrado de Ingeniería Eléctrica. Sus intereses son el procesamiento digital de señales, calidad de la energía, diagnóstico de máquinas eléctricas y aplicaciones del cálculo fraccionario.

VI. Authors

Dr. José Francisco Gómez Aguilar obtuvo su título de Doctor en Física en la Universidad de Guanajuato. Actualmente realiza su postdoctorado en el departamento de materiales solares en el instituto de energías renovables de la universidad nacional autónoma de México. Sus intereses son el electromagnetismo, métodos numéricos aplicados y las aplicaciones del cálculo fraccionario en circuitos eléctricos.

M. en I. José Roberto Razo Hernández obtuvo su título de Maestría en Ingeniería Eléctrica con opción sistemas digitales. Actualmente trabaja en el ITESI, en el departamento de electromecánica. Sus intereses son los sistemas digitales, aplicaciones con cálculo fraccionario y circuitos eléctricos.

Dr. David Granados Lieberman obtuvo su título de Doctorado en Ingeniería en la Universidad Autónoma de Querétaro en 2013. Actualmente trabaja en el ITESI en el departamento de Electromecánica como parte del

Sistema de Control de Lámparas LED con Fines de Uso Eficiente y Ahorro de la Energía Eléctrica

Rubén Herrera Galicia, Marco Antonio Zúñiga Reyes, Williams Adiel Martínez Ambrocio,
Juan Carlos Pérez López

Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Instituto Tecnológico de Tuxtla Gutiérrez, Carretera Panamericana Km. 1080,
Col. Terán, Tuxtla Gutiérrez, Chiapas, 29070, México, 61-50-380, h_galicia24@hotmail.com,
marco.zuñiga.reyes@gmail.com.

Resumen

El trabajo aquí descrito consiste en un sistema de control de iluminación basado en lámparas LED con dimerización. El sistema es aplicable a centros comerciales, edificios de oficinas, hospitales, escuelas, hoteles y viviendas. El sistema aquí propuesto es sostenible y reduce gastos por consumo de energía eléctrica. El rango de trabajo del nivel de luminosidad $[L_{min}, L_{max}]$ se calibra previamente con un luxómetro y una aplicación soportada en Android corriendo en un dispositivo móvil. El nivel de luminosidad es controlado por ocupación y varía dependiendo del estado de activación de los sensores de presencia. La variación de la potencia suministrada a las lámparas es gradual para evitar cambios bruscos en la intensidad luminosa.

Palabras Clave: Android, Arduino, Bluetooth, Tablet, Sostenible.

I. Introducción

Antecedentes.- Los sistemas de iluminación de carecen de un diseño adaptado a las necesidades reales. El problema consiste en que los sistemas de iluminación iluminan más o iluminan menos de lo debido. Y también iluminan con la misma intensidad en ausencia de personas.

Estado del arte.- El 19% del consumo mundial de energía eléctrica se destina a iluminación [3], y una parte considerable de esta cantidad lo constituyen los edificios de oficinas [5]. Para dar atención a este sector, existen diferentes compañías que ofrecen tecnologías dedicadas a aumentar la eficiencia energética. Las tecnologías más simples son las de control de iluminación con señal analógica 1-10V que se usan para controlar balastos de luz fluorescente.

Más interesante, desde el punto de vista tecnológico, es el sistema de control de iluminación digital en red DALI [1, 2, 3, 4, 5]. Este permite digitalmente direccionar a los elementos de iluminación a través de un bus de dos cables. El sistema fue concebido para

lámparas fluorescentes, pero es aplicable a otras fuentes de luz. Además es bidireccional y hace posible obtener información del estado de la lámpara.

El protocolo DALI no usa PLC u ordenador, a diferencia del protocolo KNX que si hace uso de ello [11]. Por esta característica el protocolo KNX es considerado como de muy alta automatización [11]. Una característica importante del protocolo KNX es que hace posible la dimerización para cargas grandes [1]. El protocolo KNX usa un software para monitoreo desde una PC.

El uso de la energía es una preocupación mundial en términos de sostenibilidad y costo. Aunado a ello en la literatura se dan recomendaciones para ahorro de energía [7]. Entre ellas se recomienda a las lámparas LED por ser consideradas más eficientes comparadas con otro tipo de lámparas [7]. Además como sugerencia general se recomienda que todos los edificios de oficinas

tengan un control de iluminación en red con dimerización [8].

Las estimaciones generales indican que el control de iluminación en conjunto con estrategias de manejo de la energía origina un ahorro de 40-80% en edificios de oficinas [8]. Las estrategias que se recomiendan para lograr ese objetivo son; adaptar la iluminación a las necesidades reales, proporcionar el nivel que se requiera en los distintos espacios, prender apagar según la presencia de luz solar, control por ocupación [8].

Un aspecto importante en las fuentes de luz artificiales es que tengan dimerización. Esta característica está dictada por la necesidad de controlar y automatizar la iluminación con fines de ahorro energético. La tendencia mundial es lograr eficiencia energética y sostenibilidad en edificios y viviendas. En la literatura se encuentran múltiples propuestas de estrategias de ahorro energético en iluminación de edificios de oficinas [5, 9], aeropuertos [11], iluminación de calles [9], viviendas [10] y hospitales [12].

Ante esta problemática se observa que para la Ingeniería Electrónica se presenta la oportunidad de revolucionar al sector de los servicios. En este caso reduciendo el consumo de energía eléctrica a través del uso de lámpara LED con dimerización y mejorando la automatización de la iluminación. Así se impacta en el diseño y operación de edificios amigables con el medio ambiente y se reduce el efecto potencial del calentamiento global.

La solución que aquí se presenta es un sistema de iluminación para salas de edificios donde se carece de acceso de luz solar. El grado de automatización del control de iluminación es alto. El sistema permite pre programar los niveles máximo y mínimo de iluminación en el área. La incorporación del sistema se da sin cambio significativo de la instalación eléctrica. Otras características; fácil mantenimiento por software, cableado simple, control por micro controlador, calibración inalámbrica con Bluetooth desde

dispositivo móvil, control inteligente por ocupación, e iluminación con lámparas LED.

Justificación.- El sistema que aquí se presenta tiene como ventaja proporcionar iluminación al nivel apropiado para lograr el efecto visual deseado y favorecer al uso eficiente de la energía. Además dicho sistema ilumina con menor intensidad en ausencia de personas, para lograr un ahorro extra en el consumo de energía eléctrica. También el sistema tiene la ventaja de ser calibrado fácilmente con ayuda de un luxómetro. Esto permite mantener los parámetros deseados de iluminación a través de la calibración periódica del sistema.

Objetivo.- Lo que se reporta en el presente artículo es un sistema de control de iluminación altamente automatizado enfocado al uso eficiente y el ahorro de la energía eléctrica. Dicho sistema está basado en micro controlador y es calibrado desde un dispositivo móvil soportado en Android.

Inicialmente el sistema se desarrollo pensando en un centro comercial, pero puede ser aplicable a otro tipo de edificaciones. Por centro comercial se entiende uno o varios edificios unidos por un mismo diseño arquitectónico que incluye servicios, pasillos, corredores, locales, y tiendas departamentales. El centro comercial de estudio tiene varias tiendas departamentales. Una de ellas tiene tres pisos, con dos de ellos sin acceso a luz solar. Y cada piso consta de múltiples lámparas divididas por secciones, donde todas las secciones de un mismo piso toman alimentación de un solo tablero eléctrico. La idea fue conservar la instalación eléctrica dividida en secciones y desarrollar un sistema básico capaz de controlar la iluminación de una sección de lámparas.

II. Desarrollo

El sistema aquí propuesto está compuesto por cuatro partes; un dispositivo móvil con sistema operativo Android, un micro controlador maestro con modem Bluetooth y sensores de presencia, un micro controlador esclavo con circuito detector de cruce por cero, y una etapa de potencia capaz de proporcionar suministro de energía eléctrica a una sección de lámparas LED.

El dispositivo móvil.- se usa para configurar el rango de trabajo de intensidad luminosa del sistema $[L_{min}, L_{max}]$. En el dispositivo móvil se corre una aplicación capaz de comunicarse con el micro controlador maestro vía Bluetooth. La aplicación en el dispositivo móvil tiene un botón que permite aumentar de uno en uno la potencia entregada a la carga y el nivel de luminosidad se mide con un luxómetro. Una vez alcanzado el nivel apropiado L_{max} , se envía el comando de guardar valor. El nivel mínimo de intensidad luminosa L_{min} se configura de manera analógica usando un botón que disminuye de uno en uno la potencia entregada a las lámparas. L_{max} corresponde al nivel de luminosidad que garantiza confort y L_{min} es el mínimo permisible en ausencia de empleados o clientes.

Micro controlador maestro.- su función es determinar el porcentaje de potencia que se debe suministrar en cada momento, figura 1. Los estados para este micro controlador son tres: apagado, configuración, activado. *Apagado.-* es cuando se interrumpe el suministro de energía eléctrica al sistema.

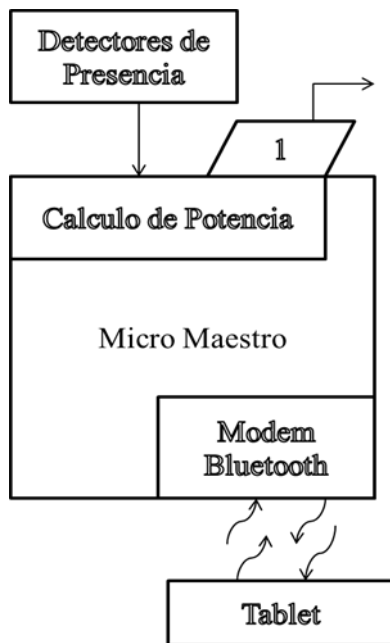


Fig. 1. Diagrama a bloques; micro controlador maestro.

Configuración.- es cuando se graban en la memoria no volátil del micro controlador maestro los valores correspondientes al rango de trabajo

$[L_{min}, L_{max}]$. Esto se hace a través de comunicación vía Bluetooth desde la aplicación Android en el dispositivo móvil.

Activado.- es cuando el micro controlador maestro siguiendo el algoritmo calcula una y otra vez el porcentaje de potencia que debe ser entregado a las lámparas. Este porcentaje varía dentro de los límites de configuración $[L_{min}, L_{max}]$. El sistema actúa por ocupación y el porcentaje de potencia depende de la frecuencia de activación de los sensores de presencia.

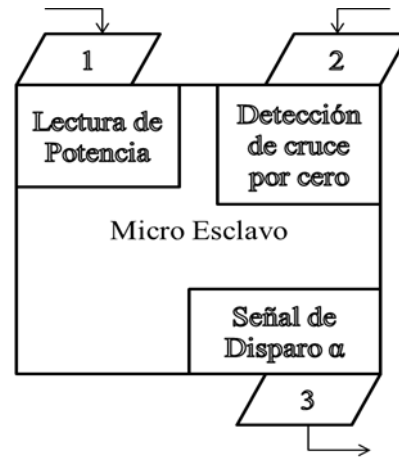


Fig. 2. Diagrama a bloques; micro controlador esclavo

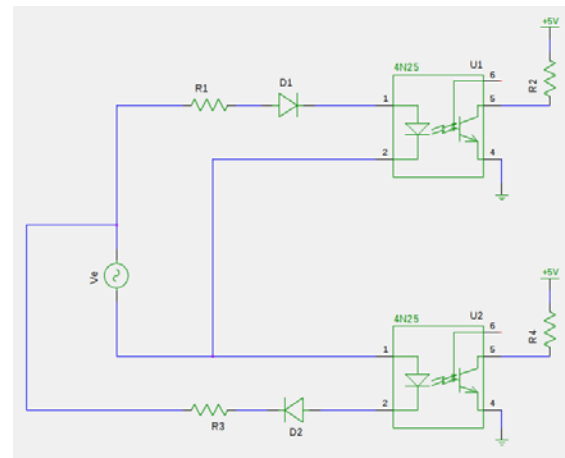


Fig. 3. Circuito detector de cruce por cero.

El micro controlador esclavo con circuito detector de cruce por cero.- se encarga de generar un pulso de disparo antecedido por un retardo, los cuales sirven para limitar el porcentaje de potencia entregado a las lámparas. Al inicio el micro controlador esclavo, figura 2, espera al instante en que la corriente alterna

senoidal del suministro eléctrico cambia de polaridad, luego genera un retardo igual a lo que resulte de restarle a cien el porcentaje de potencia deseado y finalmente genera el pulso. El circuito detector de cruce por cero aquí usado es un circuito doble, figura 3. Este circuito permite obtener dos señales positivas, una por cada semiciclo.

La etapa de potencia.- está compuesta por un bloque de aislamiento y un circuito de control integral, figura 4. El bloque de aislamiento consiste en un amplificador seguidor con un OPAM cuya función es aislar al micro controlador esclavo del resto del sistema. El aislamiento se logra debido a la alta impedancia a la entrada del OPAM. Con este bloque la corriente que sale por la terminal del micro controlador esclavo es prácticamente nula. Con el uso del bloque de aislamiento se logra en la terminal de salida de dicho micro controlador una señal digital de alta calidad.

El control integral sirve para trocear a la señal entregada a las lámparas LED. El circuito usado es del tipo para cargas no inductivas y en su constitución incluye un transistor bipolar BC547C, un opto acoplador MOC3011 y un TRIAC MAC8D. La señal entregada a las lámparas LED es una señal troceada en ambos semiciclos.

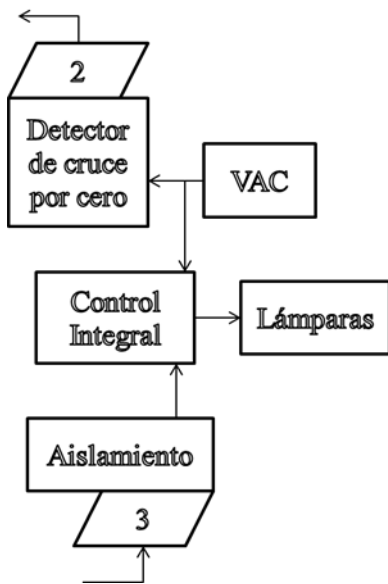


Fig. 4. Diagrama a bloques; etapa de potencia.

Diagrama a bloques del software maestro.- las tareas que debe desempeñar el micro controlador maestro son: establecer comunicación con el tablet con fines de configuración todas las veces que sea requerido, identificar la presencia de personas y en caso positivo solicitar potencia máxima, o en caso de ausencia de personas, debe disminuir gradualmente la potencia solicitada sin sobre pasar el límite L_{min} . Un diagrama a bloques de estas tareas se presenta en la figura 5.

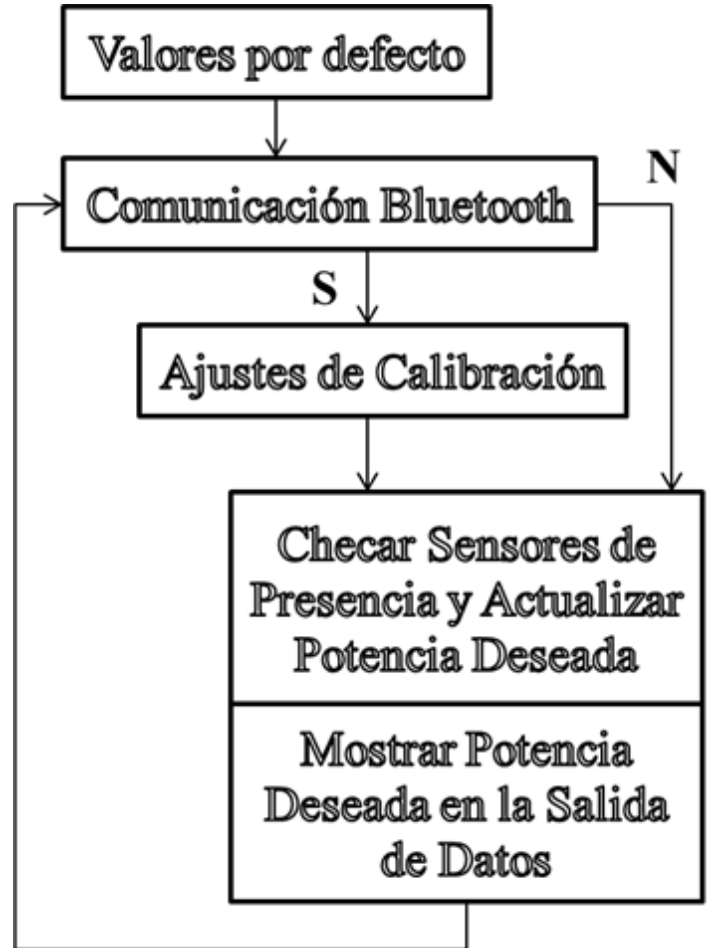


Fig. 5. Diagrama a bloques; tareas micro maestro.

Comunicación con el tablet con fines de configuración.- un diagrama a bloques del software programado para la comunicación y configuración del micro controlador maestro se presenta en la figura 6. El micro controlador se comunica con el tablet a través de un modem Bluetooth conectado al puerto serie.

El micro controlador maestro recibe las instrucciones de configuración de potencia desde

el tablet a través de un código de caracteres. Estos caracteres representan comandos que permiten “Dar L_{max} ”, “Dar L_{min} ”, “Incrementar en uno”, “Decrementar en uno”, “Guardar el valor actual como valor máximo” ó “Guardar el valor actual como valor mínimo”.

Control de potencia luminosa.- un diagrama a bloques del software programado en el micro controlador maestro para controlar el consumo de potencia se presenta en la figura 7. Cada vez que algún detector de presencia se activa el micro maestro solicita al micro esclavo una potencia igual a la potencia máxima de calibración L_{max} . Para evitar un cambio brusco de luz, la solicitud se hace incrementando la potencia deseada en 1% cada segundo.

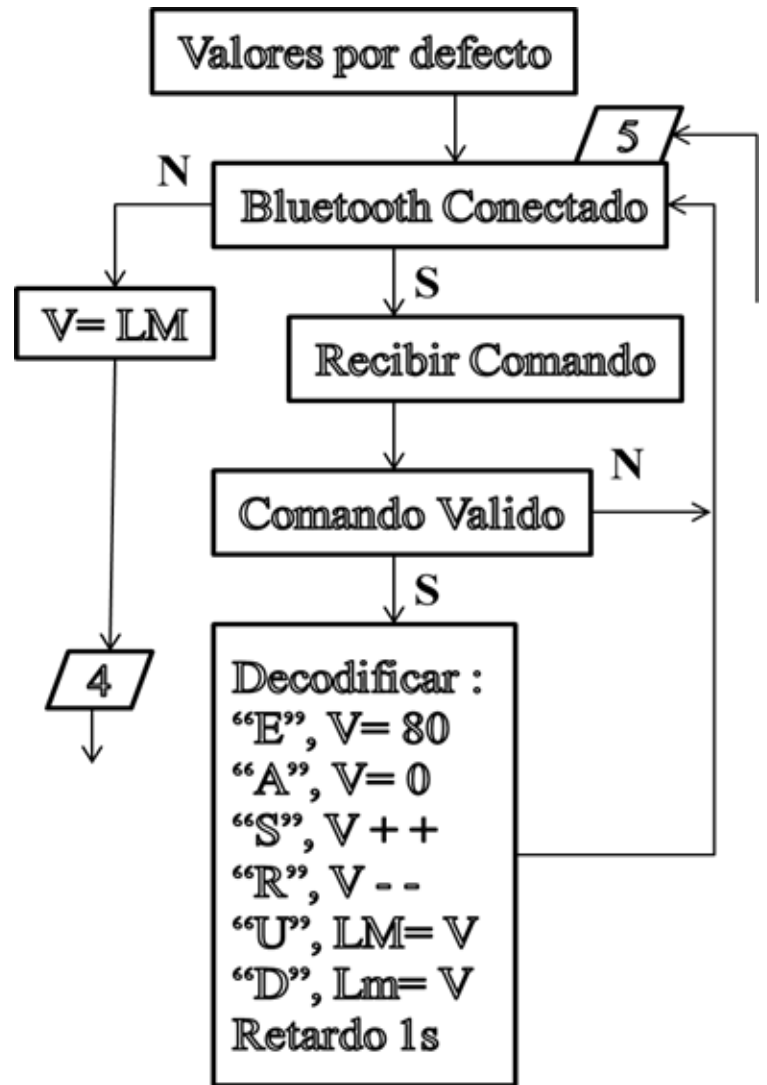


Fig. 6. Diagrama a bloques del software programado en el micro maestro.

Cada vez que ocurren doce segundos sin activarse algún detector de presencia, el micro maestro reduce en 1% la potencia deseada. Esta variación representa una tasa de disminución de 5%/min. El micro maestro reduce el valor de la potencia deseada siempre y cuando el nuevo valor sea mayor o igual a L_{min} . Los detectores de presencia se configuran para un pulso de activación con anchura mayor a 10 segundos.

Diagrama a bloques del software esclavo.- Un diagrama a bloques de las tareas del micro controlador esclavo se presenta en la figura 8. El

micro controlador esclavo inicia sus funciones leyendo un dato de siete bits correspondiente al porcentaje de potencia solicitado por el micro controlador maestro. En base al dato leído se calcula el ángulo de disparo.

En el momento en que el circuito detector de cruce por cero positivo se activa el micro controlador esclavo inicia el retardo del ángulo de disparo. Una vez finalizado ese retardo se genera un pulso de 100 micro segundos para disparar al TRIAC. Estas operaciones se repiten para el semiciclo negativo usando el mismo valor de la potencia deseada.

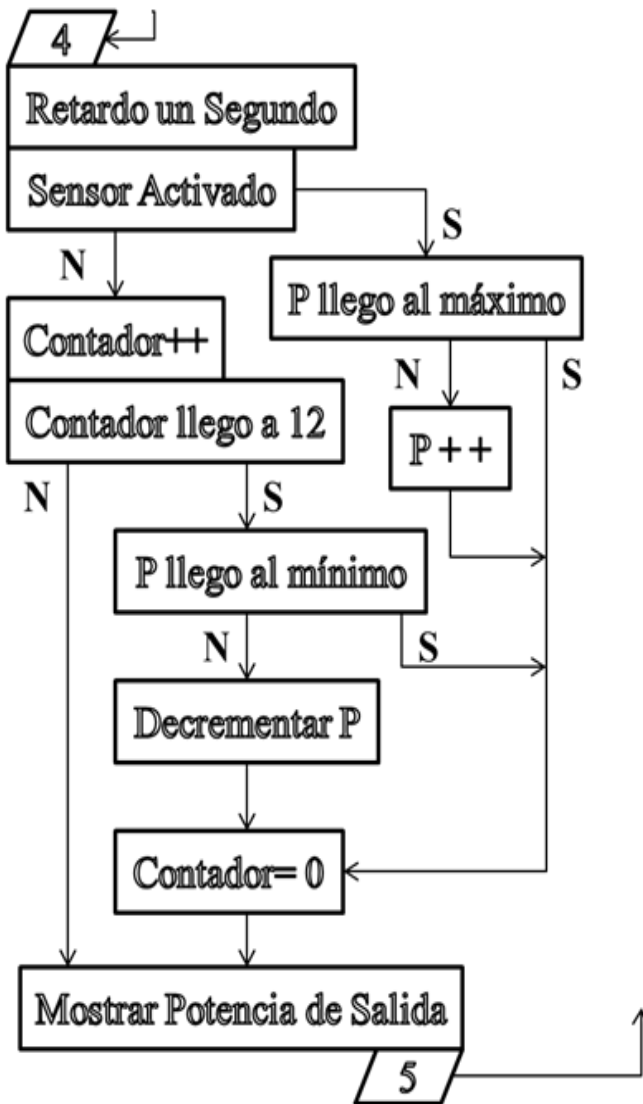


Fig. 7. Diagrama a bloques del software programado en el micro maestro.

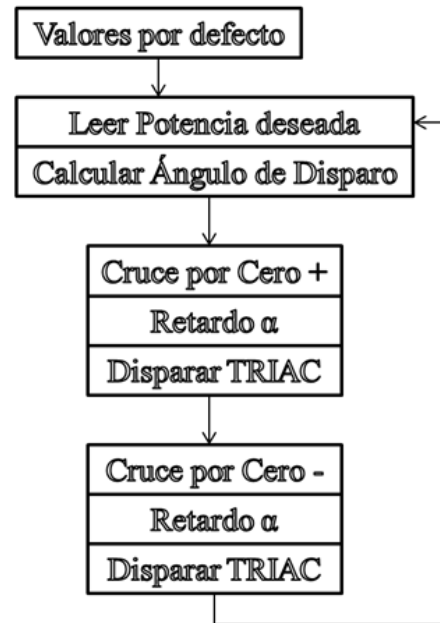


Fig. 8. Diagrama a bloques; tareas micro esclavo.

III. Resultados

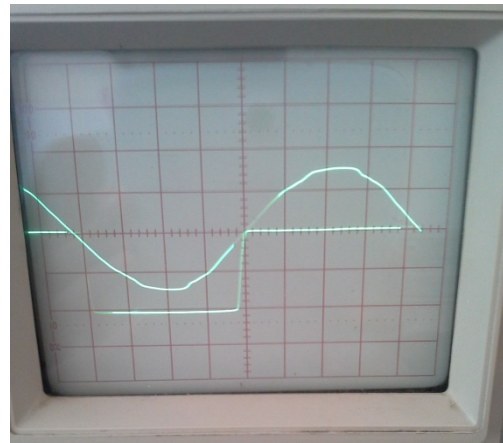


Fig. 9. Señal positiva para el semiciclo positivo.

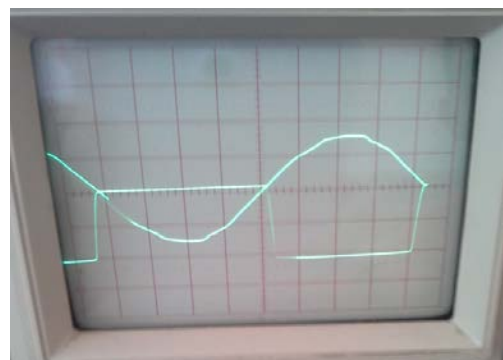


Fig. 10. Señal positiva para el semiciclo negativo.

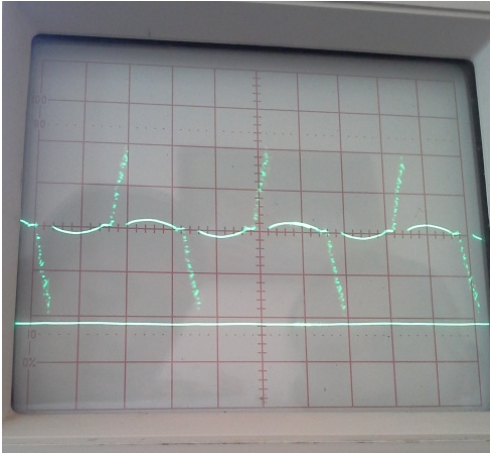


Fig. 11. Voltaje en el TRIAC con ángulo de disparo menor a 90° .

Señales de disparo del circuito de cruce por cero.- En las figuras 9 y 10 se muestran las imágenes del osciloscopio de la señal positiva generada a la salida del circuito detector de cruce por cero para el semiciclo positivo y para el semiciclo negativo respectivamente. *Caída de tensión en las terminales del TRIAC.-* en las figuras 11 y 12 se muestran las imágenes del osciloscopio referentes al voltaje medido entre las terminales M1 y M2 del TRIAC correspondientes a valores distintos del ángulo de disparo α .

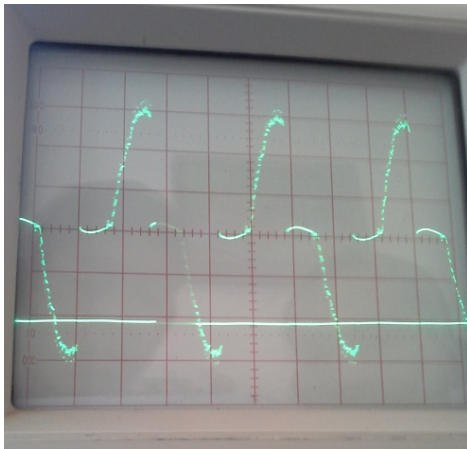


Fig. 12. Voltaje en el TRIAC con ángulo de disparo mayor a 90° .

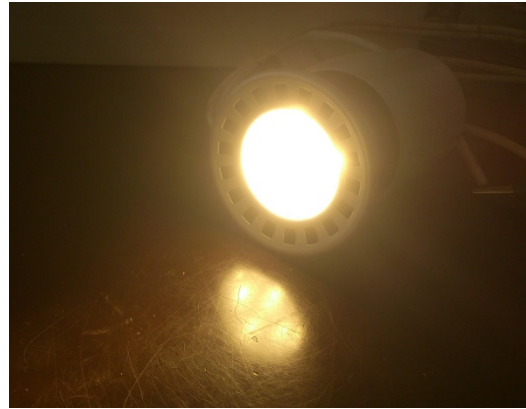


Fig. 13. Lámpara LED con voltaje en el TRIAC con ángulo de disparo mayor a 90° .



Fig. 14. Lámpara LED con voltaje en el TRIAC con ángulo de disparo menor a 90° .

Lámpara LED con dimerización.- En las figuras 13 y 14 se muestran las imágenes de las lámparas LED correspondientes a valores distintos del ángulo de disparo α .

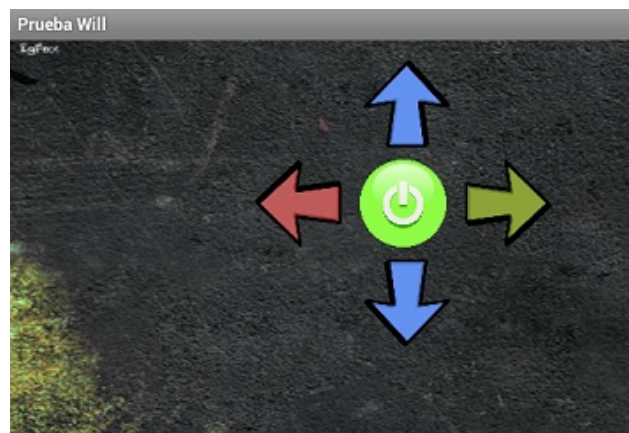


Fig. 15. Interfaz grafica después del comando encender L_{max} .

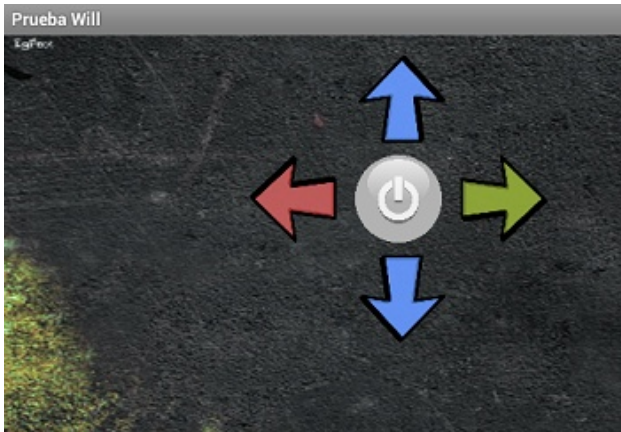


Fig. 16. Interfaz grafica despues del comando encender L_{min} .



Fig. 17. Potencia 43%.

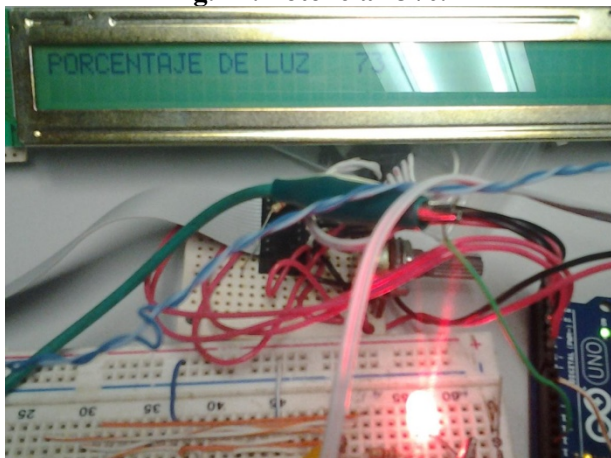


Fig. 18. Potencia 73%.



Fig. 19. Potencia 100%.

Aplicación en Android.- en las figuras 15 y 16 se muestran las imágenes de la interfaz grafica de la aplicación desarrollada en Android. Las funciones de los componentes gráficos son: \uparrow Incrementar el valor de la intensidad luminosa actual en 1%, \downarrow Decrementar el valor de la intensidad luminosa actual en 1%, \rightarrow Guardar L_{max} , \leftarrow Guardar L_{min} , \odot un click significa Poner el valor de la intensidad luminosa actual a L_{max} por tres segundos y cambiar el elemento a color verde, \odot mantener presionado por dos segundos significa poner el valor de la intensidad luminosa actual a L_{min} por tres segundos y cambiar el elemento a color gris.

Desarrollo de la aplicación.- para el desarrollo de la aplicación se hicieron pruebas con un sistema simplificado variando la potencia entregada a un diodo LED a través de modulación por anchura de pulso PWM. Las figuras 17, 18 y 19 fueron tomadas solicitando distintos valores de potencia desde la aplicación en el dispositivo móvil.

IV. Discusión

Control de iluminación en edificaciones.- el desarrollo de la tecnología electrónica para la producción de diodos LED de alta luminosidad ha hecho posible la introducción de diferentes técnicas de iluminación con aplicación en espacios y equipamiento de edificios de oficinas, hospitales, aeropuertos, centros comerciales y

viviendas. Los estándares de iluminación son altos. Para satisfacer los requerimientos y crear una atmosfera única y un ambiente confortable el diseño de la iluminación debe considerar la ubicación, el estilo arquitectónico, el estilo de la decoración, el método de iluminación, la intensidad de la iluminación, la coordinación de colores, y resaltar las características de los objetos iluminados.

Los edificios de oficinas, los hospitales, los restaurantes y los centros comerciales deben ahorrar dinero y energía al mismo tiempo que necesitan ser dinámicos, atractivos y garantizar una mejor experiencia. Ahora que han ganado importancia en el mundo, la iluminación en ellos abarca la reducción de energía, el uso eficiente, el decremento en las emisiones de CO₂, y nuevas soluciones eficientes de óptica, lámparas, luminarias y LED. La tendencia global referente al desarrollo de las edificaciones va en dirección de reducir costos, ser un lugar sustentable y dar satisfacción.

Android.- Existe un sitio oficial para desarrolladores de aplicaciones soportadas en Android [17]. Desde este sitio se descarga el software de desarrollo en la versión clásica ADT Bundle basada en el software de desarrollo SDK que se incorpora a la interfaz grafica de desarrollo IDE Eclipse [18]. Un entorno de desarrollo más reciente es la versión integrada Android Studio que ya trae incorporado el software de desarrollo SDK y usa como interfaz grafica de desarrollo a la IDE IntelliJ IDEA [19]. En este mismo sitio hay tutoriales, consejos de programación, y principios de diseño.

Android ha sido pensado por sus creadores bajo la filosofía de software libre. Por tanto todas las herramientas para crear una aplicación soportada en Android son libres. La plataforma de desarrollo ofrece múltiples facilidades. Y existen múltiples tutoriales y ejemplos de apoyo para iniciar el desarrollo de aplicaciones [20-25]. Android utiliza el núcleo de Linux 2.6 y para la programación usa el lenguaje Java. También existen trabajos interesantes que permiten

comprender y ubicar a Android entre los sistemas operativos existentes [26, 27].

La versión más reciente de Android es la 4.2 Jelly Bean. Pero las versiones 2.3 Gingerbread y la 4.0 Ice Cream Sandwich son más usadas. Esto se debe a que son versiones que tienen más tiempo en el mercado. Android es compatible hacia adelante. La versión 2.3 es compatible con la 4.0 y con la 4.2. Y la versión 4.0 es compatible con la 4.2.

V. Conclusiones

Existen casos de edificaciones donde el setenta por ciento de los gastos de operación corresponden al pago por consumo de energía eléctrica. Las soluciones que permitan disminuir este porcentaje representan una oportunidad para elevar la competitividad de dichas empresas.

Se implemento un sistema que regula de manera automatizada el porcentaje de potencia entregado a una sección de lámparas LED y puede ser calibrado de manera periódica auxiliándose de un luxómetro y un dispositivo móvil con comunicación Bluetooth y sistema operativo Android. El sistema representa una mejora en la eficiencia de iluminación y un logro en ahorro en el consumo de energía eléctrica.

Se pretende mejorar al trabajo sustituyendo al clásico control integral PWM por un circuito que actué directamente sobre los HBLED. Esto para evitar la generación de armónicos y su efecto negativo sobre la instalación eléctrica.

VI. Referencias

- [1] [PDF] Sistemas de Control para Iluminación www.enginyersbcn.cat/.../sistemasdecontrolperilluminacio_web_INSCRIP_ACTIVITA_TS_389_1.pdf. Julio 2013.
- [2] [PDF] regulación digital - Habitissimo static.habitissimo.es/files/catalogue/indeluz_2-regdigital.pdf -. Julio 2013.

- [3] [PDF] Sistemas de control de alumbrado - Philips.
www.lighting.philips.es/pwc.../Sistemas%20de%20control.pdf -. Julio 2013.
- [4] [PDF] Componentes para la mejora de eficiencia energética en iluminación
www.ahk.es/.../12_VosslohSchwabe_Deutschland_GmbH_-_Joan_Presas.pdf. Julio 2013.
- [5] [PDF] Sistemas de regulación DALI, avances en Argentina y en el mundo.
www.biel.com.ar/.../Sistemas%20de%20control%20de%20iluminacion%20bajo%20protocolo%... Julio 2013.
- [6] [PDF] Energy saving potential and strategies for electric lighting in ... - ecoop
ecooperation.ca/.../Dubois_Energy-saving-potential-and-strategies1.pdf -. Julio 2013.
- [7] [PDF] Criterios de diseño en iluminación y color - edUTecNe - Universidad ...
www.edutecne.utn.edu.ar/monografias/criterios_iluminacion.pdf. Julio 2013.
- [8] [PDF] Encelium Technologies Energy Savings White Paper pdf free ebook ...
ebookbrowse.com/encelium-technologies-energy-savings-white-paper-pdf
d181192672. Julio 2013.
- [9] [PDF] Energy Efficient Street Lighting Guidelines-ECO-III
www.eco3.org/?file_id=33 -. Julio 2013.
- [10] [PDF] Construcción de Edificios Energéticamente Eficientes
www2.eie.ucr.ac.cr/.../edificio-energeticamente-eficiente/Manual-Edificios-Energeticamente-Eficientes.pdf.
Julio 2013.
- [11] [PDF] control de iluminación
www.knx.org/es/descargas/soporte/descargas/?act=dl&file...Julio 2013.
- [12] [PDF] Energy-Efficient Hospital Lighting Strategies Pay Off Quickly - EERE
apps1.eere.energy.gov/buildings/.../pdfs/.../hea_lighting_fs.pdf. Julio 2013.
- [13] [PDF] Soluciones de Iluminacion con LED - Elemon
www.elemon.com.ar/.../Soluciones%20de%20Iluminacion%20con%20LED.pdf -. Julio 2013.
- [14] [PDF] “Diseño y construcción de un sistema de alimentación para LEDs de ...
jupiter.utm.mx/~tesis_dig/10728.pdf -. Julio 2013.
- [15] [PDF] Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies -
Microchipww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/01114a.pdf . Julio 2013.
- [16] [PDF] Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part II) - Microchip
ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/01207b.pdf . Julio 2013.
- [17] <http://developer.android.com>. Julio 2013.
- [18] <http://developer.android.com/sdk/index.html>. Julio 2013.
- [19] <http://developer.android.com/sdk/installing/studio.html>. Julio 2013.
- [20] Android Adventures - Getting Started With Android Studio. www.i-programmer.info › The Core › Android. Julio 2013.
- [21] Android Development - Vogella. www.vogella.com/android.html. Julio 2013.
- [22] <http://developer.android.com/guide/components/fundamentals.html>. Julio 2013.

- [23] CS193a Android Programming. www.stanford.edu/class/cs193a/. Julio 2013.
- [24] Android Programming for Beginners: Part 1 | Linux.com. www.linux.com > ..Linux Documentation. Julio 2013.
- [25] Native Development Kit (NDK) - An Android Tutorial. www.ntu.edu.sg/.../programming/android/Android_... Julio 2013.
- [26] Creación de una plataforma de desarrollo de aplicaciones para ... - IIT. www.iit.upcomillas.es/pfc/resumenes/4c80407b81d27.pdf. Julio 2013.
- [27] Desarrollo de aplicaciones para dispositivos móviles sobre la e archivo.uc3m.es/.../PFC_Jaime_Aranaz_Tudela_2010116132629.pdf. Julio 2013.

Autores

Dr. Rubén Herrera Galicia obtuvo el título de Doctor en Ciencias Técnicas con especialidad en electrónica por la Technical University of Warsaw, Polonia.

M. en C. Marco Antonio Zúñiga Reyes obtuvo el título de Maestría en Ciencias de la Computación, por la Universidad Pablo Guardado Chávez, Tuxtla Gutiérrez, Chiapas.

Williams Adiel Martínez Ambrocio. Alumno de la carrera de Ing. Eléctrica por el Instituto Tecnológico de Tuxtla Gutiérrez.

Juan Carlos Pérez López. Alumno de la carrera de Ing. Eléctrica por el Instituto Tecnológico de Tuxtla Gutiérrez.

Análisis de Convertidores CD/CD Bidireccionales para la Compensación de Disturbios en Microredes de CD Empleando Supercapacitores

Efraín Luis Romero Corrales, Elías José J. Rodríguez Segura, José Luis Hurtado Chávez

Instituto Tecnológico de Celaya, Departamento de Ingeniería Electrónica, Av. Tecnológico y A. García Cubas S/N, Col. Alfredo Bonfil, Celaya, Guanajuato, C.P. 38010, (461) 611 75 75 ext. 5369, efrainluis.rc@hotmail.com.

Resumen

Los convertidores CD/CD bidireccionales se utilizan en muchas aplicaciones cuando se necesita la transferencia bidireccional de energía entre dos buses de CD. En una microred de CD cuando se desea almacenar energía en un supercapacitor se utiliza el convertidor como un circuito de interconexión dado que los niveles de voltaje en el bus de CD y en el supercapacitor son diferentes, el convertidor debe de ser capaz de aumentar o disminuir el nivel de tensión en cada dirección del flujo de energía. En este artículo se presentan los diferentes enfoques existentes en la literatura sobre los convertidores CD/CD bidireccionales para almacenamiento de energía en un banco de supercapacitores aplicados a microredes de CD para compensación de disturbios, mencionándose las ventajas y desventajas de cada uno de ellos.

Palabras Clave: Bidireccional, Convertidor CD/CD, Microred, Supercapacitor.

I. Introducción

En la actualidad la demanda de energía eléctrica a nivel mundial se mantiene en aumento, ya que esta se requiere para el funcionamiento de equipos eléctricos y electrónicos ubicados en fábricas, hospitales, el hogar, etc. Pero la mayor parte de la energía requerida para satisfacer el consumo eléctrico se obtiene principalmente a partir de la quema de combustibles fósiles, lo que causa un efecto negativo al medio ambiente.

Hoy en día se han desarrollado dispositivos capaces de generar energía eléctrica a partir de fuentes de energía renovable, como lo son: celdas de hidrógeno, paneles solares, turbinas eólicas, etc., con los cuales se pueden construir sistemas de generación distribuidos. Uno de los retos de la electrónica es la integración de estos sistemas de generación distribuidos con la red eléctrica convencional de corriente alterna (CA), lo anterior requiere de un proceso de conversión de energía a través de un convertidor de potencia (CD/CA). Es

importante destacar que si la carga conectada a la red de CA es una carga de CD, se requiere de una etapa de rectificación que convierta la energía de CA a energía de corriente directa (CD). Estos procesos de conversión provocan pérdidas de energía eléctrica importantes en el sistema, lo cual reduce la eficiencia total del mismo ya que se consume más energía de la que realmente se requiere para operar un equipo electrónico. Si se considera que la mayoría de las cargas conectadas al sistema eléctrico de CA son cargas de CD, es viable considerar la construcción de una red de distribución de CD con la cual se eliminan las pérdidas consecuencia de los múltiples procesos de conversión de energía.

Al eliminar el proceso de conversión de CA-CD en una red de CD se reducen las pérdidas de un 32% a un 10% [1]. Es evidente que hay un ahorro de energía, pero además, en una red de CD es muy fácil la interconexión de diferentes fuentes de energía renovable y sistemas de almacenamiento como baterías y supercapacitores. Es importante resaltar que en

un sistema de distribución de CD sólo se requiere controlar el nivel de voltaje del bus de CD de la red de CD para lograr la interconexión de múltiples elementos, mientras que en un sistema de CA se requiere que la forma de onda del voltaje sea idéntica a la de la red de CA y que además se encuentren en fase para poder interconectarse. En una red de CD la micro-generación, almacenamiento y consumo de la energía eléctrica sucede en CD. Lo anterior permite que el sistema eléctrico convencional de CA sea muy eficiente y robusto, ya que no se conectarán cargas electrónicas a la red de CA que provoquen efectos no deseados (principalmente inyección de armónicas).

Lo anterior, ofrece amplias posibilidades a los sistemas de distribución de energía conocidos como microrredes de CD, las cuales permiten la interconexión de sistemas de generación distribuida, sistemas de almacenamiento y la red eléctrica de CA para asegurar la demanda eléctrica del sistema.

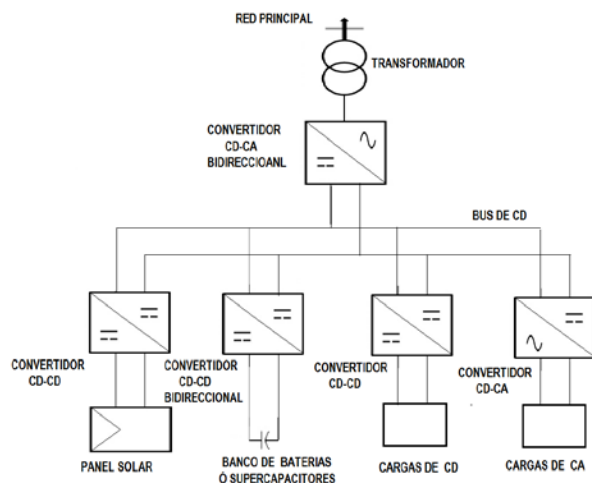


Fig. 1. Diagrama general de una microrred de CD.

II. Microrred de CD

Las microrredes de CD pueden operar conectadas a la red eléctrica convencional de CA, pero también cuentan con la capacidad de autoabastecerse y operar de forma aislada de la red eléctrica de CA y solo conectarse a CA

cuando no exista energía renovable o hay un excedente, con lo que se aumenta la confiabilidad de suministro de energía eléctrica a la carga local.

Algunos componentes del sistema de generación distribuida como los paneles fotovoltaicos o las celdas de combustible generan un bajo nivel de voltaje, por lo que se requiere de un convertidor CD-CD que eleve y regule el nivel de voltaje generado para poder interconectarse al bus de CD. Utilizar un convertidor CD-CD es una opción muy conveniente ya que permite de manera dinámica regular de forma constante el flujo de energía, aun cuando la carga conectada aumente o disminuya. Y estos convertidores pueden ser de dos tipos unidireccional que es el que controla la energía producida por los sistemas de generación distribuida para interconectarla al bus de CD o bidireccional que se ocupa de controlar el flujo de energía en ambos sentidos y generalmente este convertidor es el que se usa en una microrred para interconectar un sistema de almacenamiento de energía con el bus de CD y debido a que los sistemas de generación distribuida, basan su operación en el aprovechamiento de los recursos de la naturaleza y pueden presentar grandes fluctuaciones en sus ciclos diarios, estacionales ó anuales y la demanda, por su parte, puede variar a lo largo del día, de la semana o del año siempre se requiere una reserva de energía, es decir, almacenar energía cuando hay excedentes y liberarla, cuando la producción no alcanza a cubrir las necesidades de la demanda ya que para tener una gestión energética eficiente es indispensable contar con un sistema de almacenamiento de la energía (SAE).

Existen muchas técnicas destinadas al almacenamiento, basadas en prácticamente todas las formas de energía: mecánica, química y térmica. Las tecnologías de almacenamiento utilizadas presentan criterios técnicos y económicos, que varían considerablemente, en función de las necesidades y aplicaciones específicas, estas tecnologías se pueden dividir en

cuatro categorías, en función de las aplicaciones [2]:

1. Aplicaciones de baja potencia en áreas aisladas, esencialmente, para alimentar terminales de emergencia.
2. Aplicaciones de media potencia en áreas aisladas, sistemas eléctricos individuales y suministro eléctrico a ciudades.
3. Aplicaciones de conexión a la red para nivelación de picos de voltaje.
4. Aplicaciones de control de calidad de la energía.

Las dos primeras categorías son idóneas para sistemas de pequeña escala, donde la energía podría ser almacenada en forma de energía cinética, energía química, aire comprimido, hidrógeno, supercapacitores y superconductores.

Las categorías tercera y cuarta son idóneas para sistemas a gran escala, donde la energía podría ser almacenada como energía gravitacional, energía química en acumuladores y baterías, en supercapacitores o aire comprimido.

Los supercapacitores constituyen una tecnología emergente cuya aplicación en sistemas de generación con energía renovable no está muy extendida. Pero estos dispositivos podrían ser una solución, ya que podrían implementarse en los actuales sistemas sustituyendo los bancos de capacitores convencionales que se utilizan habitualmente en los sistemas de regulación de potencia. De esta forma el acondicionador presentaría una determinada capacidad de almacenamiento de energía, que podría garantizar un suministro de producción de energía con mayor estabilidad y seguridad [3,4].

Los supercapacitores presentan altos valores de capacidad eléctrica (Faradios) por lo que consiguen acumular mucha más energía que los convencionales. Existen modelos comerciales con capacidades máximas del orden de 1 kWh y capaces de trabajar con potencias que van desde kW a MW. Tienen alta disponibilidad de potencia (del orden de MW/s), eficiencia elevada (superior

al 95 %), bajo coste de mantenimiento y una larga vida útil para lograr costes competitivos [5].

El circuito equivalente de un supercapacitor se muestra en la Figura 2. Este circuito consiste en un capacitor, C ; una resistencia de fugas en paralelo, R_p , que modela la pérdida de energía debida a la autodescarga del capacitor; una resistencia en serie R_s , que modela sus pérdidas en los procesos de carga y descarga; y una bobina en serie, L , que completa el modelo dinámico del capacitor. En un supercapacitor R_p es siempre mucho más alto que R_s .

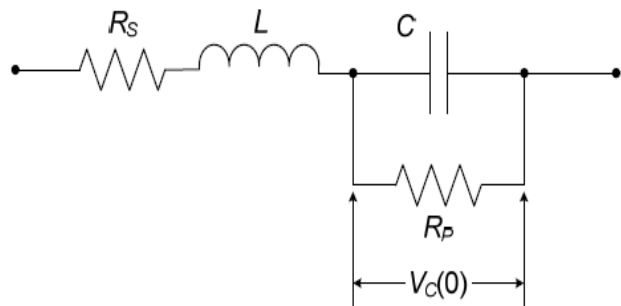


Fig. 2. Circuito equivalente de un supercapacitor.

Una de las características deseables de un SAE es que la autodescarga del supercapacitor sea mínima. El proceso de autodescarga de un supercapacitor está controlado por (1):

$$V(t) = V_c(0)e^{-\frac{t}{R_p C}} \quad (1)$$

Donde $V_c(0)$ es el voltaje inicial del supercapacitor. Siendo la energía almacenada en el supercapacitor como se muestra en (2):

$$E(t) = \frac{1}{2} C V_c^2(0) e^{-\frac{2t}{R_p C}} \quad (2)$$

Siendo la evolución de la tensión del supercapacitor en la autodescarga la que se muestra en la Figura 3.

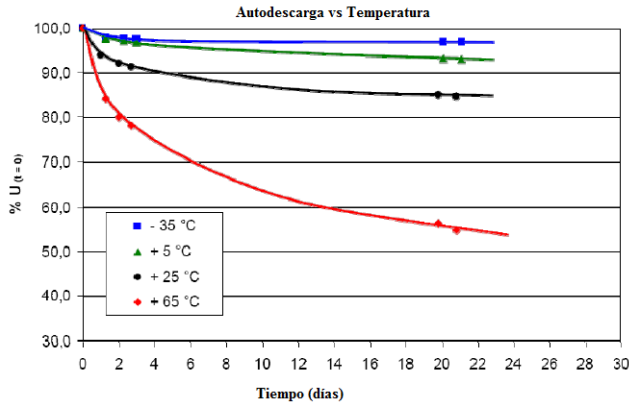


Fig. 3. Cortesía de Maxwell Technologies. Descarga del supercapacitor debido a las resistencias de fuga.

En base a lo anterior en este artículo se hace una revisión del estado del arte de los convertidores CD-CD bidireccionales para el almacenamiento de energía en un banco de supercapacitores aplicados en microrredes de CD, mencionando en cada esquema sus ventajas y desventajas.

III. Análisis de los diferentes esquemas de convertidores bidireccionales

En la actualidad se han propuesto diversas topologías de convertidores bidireccionales CD-CD que emplea un banco de súper capacitores para la compensación de caída de tensión, disturbios en la red, o cuando se realiza la interconexión entre dispositivos tales como las celdas de combustible, baterías o generadores, y satisfacer la demanda eléctrica de una microrred de CD.

Un convertidor bidireccional de tres niveles se presenta en [6] este convertidor permite obtener una potencia de hasta 5.5 KW. El voltaje de salida varía de 450 V a 800V con un rizo de corriente $\leq 20\%$ a una frecuencia de conmutación de 50 KHz y con una eficiencia $> 95\%$. En la figura 4 se muestra el diagrama esquemático del convertidor que se propone. Una característica que se destaca en esta topología es un divisor capacitivo del lado de bus de CD que permite que los dispositivos de conmutación tengan un voltaje menor entre

sus terminales de drenaje-fuente lo que permite que funcionen a una mayor frecuencia de conmutación, además de que se reducen las pérdidas por conmutación. El control del convertidor se hizo de forma digital y se usaron dos algoritmos, uno para controlar la corriente y otro para el ajuste de los voltajes del divisor capacitivo. Una de las desventajas que presenta este diseño es que para obtener más niveles aumenta el número de componentes y su falta de aislamiento galvánico.

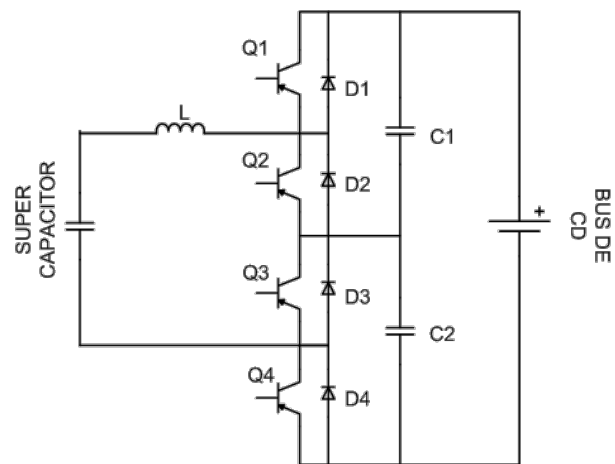


Fig. 4. Convertidor CD-CD bidireccional de tres niveles.

Una de las topologías muy comúnmente usadas en los convertidores bidireccionales es el push-pull del lado del supercapacitor y un medio puente o puente completo del lado del bus de CD lo que permite obtener potencias de salida que van de los 500 W a 1KW [7,8,9,10], la eficiencia varía del 88% hasta un 96% y se puede trabajar a una frecuencia de conmutación de hasta 100 KHz [10], una característica en estos trabajos es que proponen un esquema de modulación PWM con una condición de conmutación suave ZVS (Zero-voltage-switching) con lo que se disminuyen las pérdidas por conmutación y el esfuerzo en los dispositivos de conmutación además del aislamiento galvánico que nos ofrece la topología.

Otra topología similar es la de doble puente activo (DAB por sus siglas en inglés), se tiene un puente completo en el lado del capacitor y en el bus de CD, lo que permite manejar potencias de hasta 10 KW [11] con un voltaje de 180 V en el supercapacitor y 360 V en el bus de CD. En esta topología se puede llegar a una eficiencia de 98.2% usando un control a lazo cerrado y condiciones de ZVS para la conmutación de los MOSFET [12]. En [13,14] se presenta otra topología de doble puente completo con índice de elevación más alto que en [11], una potencia de salida alta y capacidad de un arranque suave, para lo cual se agrega un capacitor, un diodo, y un convertidor flyback del lado del supercapacitor, para eliminar los picos de voltaje causados por las diferencias de corriente actual en el inductor y las fugas en las inductancias en el transformador. [14]

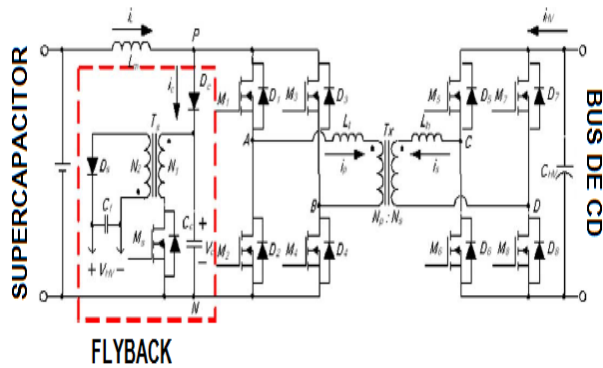


Fig. 5. Convertidor Flyback CD-CD Bidireccional con circuito Snubber.

En la figura 6 se presenta una topología con una red qZSI basado en convertidor bidireccional como interface de un supercapacitor en aplicaciones de alta potencia [15]. En este trabajo se usa un banco de supercapacitores de 85 F a 28.8 V y del lado del Bus de CD se tiene un voltaje de 60 V con una potencia de salida de 500W, para garantizar un nivel de voltaje constante en el bus de CD cuando se está cargando el capacitor, se usa una modulación PWM.

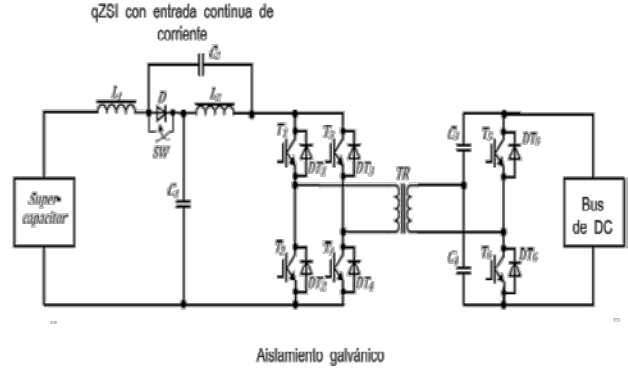


Fig. 6. Convertidor bidireccional con una red qZS.

IV. Comparación de los diferentes convertidores.

Después de que se da una descripción de los trabajos más relevantes que se han encontrado en la literatura se toman como referencia para hacer una revisión sobre la tendencia que se viene presentando en los convertidores bidireccionales aplicados al almacenamiento de energía.

En la tabla 1 se hace una comparación, en cuanto al número de componentes de conmutación, tipo de aislamiento y tipo de modulación de las topologías.

Topología	# Sw	Aislamiento Galvánico	Modulación
[6]	4	No	PWM
[7,9]	4	Si	PWM
[8,10]	6	Si	PWM
[11,12,13,14]	8	Si	PWM
[15]	6	Si	PWM

Tabla 1. Características de las topologías reportadas en la literatura.

Otros parámetros importantes que se evalúan en un convertidor es la eficiencia, la frecuencia de conmutación y la potencia de salida, en la tabla 2. Se presentan las principales características de operación de las topologías reportadas en la literatura.

Topología	Frec KHz	% eficiencia	Potencia de salida KW
[6]	50	95	5.5
[7,9]	40	88-96	0.5-1
[8,10]	100	96	1
[11,12,13, 14]	15	95	10
[15]	20	92	0.5

Tabla 2. Características de operación de convertidores CD/CD bidireccionales reportados en la literatura.

Algo importante a resaltar es que en una misma topología se encuentran variaciones muy notorias en cuanto a potencia de salida, eficiencia o frecuencia de conmutación, tal es el caso del convertidor push-pull [7,8,9,10], esto se debe a que cuenta con un transformador el cual además de brindar aislamiento galvánico permite ajustar el voltaje de entrada o salida de una forma sencilla, solo es cuestión de calcular el índice de elevación que se desee, lo que lo hace un convertidor muy versátil ya que se puede emplear en aplicaciones de baja o alta potencia.

De este análisis se deduce que la tendencia en cuanto a convertidores CD-CD bidireccionales aplicados al almacenamiento de energía en microrredes de CD es a aumentar la eficiencia por arriba del 95% se puede ver que el número de componentes no es proporcional a la potencia de salida ya que más bien depende de la complejidad de la topología pero entre menor sea el número de dispositivos controlados se reducen más los costos para su implementación, además se busca eliminar las pérdidas por conmutación por lo que se viene usando técnicas de conmutación suave como lo es ZVS ó ZCS.

Otra característica importante en este tipo de convertidores es el diseño del control, en los trabajos que se han estudiado algunos usan

técnicas convencionales como lo es el control PI [7,8,9,10,11,12,13,14], también se proponen técnicas de control no lineal diseñando algoritmos de control y embebidos dentro de un dispositivo digital[6], con el que se garantiza la rápida regulación a las variaciones de tensión de entrada y una mejor regulación de carga. En este tipo de convertidores se busca que tenga una rápida respuesta para poder controlar el flujo de energía ya sea hacia el supercapacitor o hacia el bus de CD y debido a que se usa un supercapacitor como dispositivo de almacenamiento debe de ser capaz de controlar altos flujos de energía en un tiempo muy pequeño cuando lo requiera el bus de CD.

V. Conclusiones

En este artículo se han abordado algunos de los trabajos más actuales y sobresalientes que se han realizado en cuanto a convertidores bidireccionales aplicados al almacenamiento de energía en un banco de supercapacitores para una microrred de CD, de los cuales se han mencionado algunas de sus características más sobresalientes y se ha realizado una comparación entre las diferentes topologías.

Como se puede ver los convertidores CD-CD son un elemento crítico para la interconexión de los diferentes elemento dentro de una microrred de CD. En este contexto el convertidor Bidireccional tiene una función aun mas importante ya que se puede decir que tiene que realizar dos funciones dentro de la microrred es por eso que este análisis que se ha realizado permite darse cuenta cuales son las principales características que se deben de tomar en cuenta al diseñar un convertidor de este tipo.

La tendencia que se puede ver en estos convertidores es a alcanzar una alta eficiencia mayor al 95% y a desarrollar un dispositivo capaz de controlar una densidad de energía suministrada por el banco de supercapacitores sin dejar de lado la rápida

respuesta que debe de tener el control del dispositivo para poder actuar ante un disturbio o una demanda en el bus de CD, también el aislamiento galvánico es otra característica que se ha hecho presente en la mayoría de los convertidores que se mencionan, ya que con esto se aumenta la confiabilidad del sistema.

Como futuro trabajo se pretende desarrollar un convertidor CD/CD bidireccional para almacenamiento de energía en microrredes de CD basándose en alguna de las topologías descritas anteriormente con la intención de mejorar sus características, haciendo cambios en el diseño o implementando una nueva técnica de control.

VI. Referencias

- [1] J. R. Arunkumar, A. Seenuvasan, "Analyze and Implementation of Green Computing in Organization Performance", *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, Volumen 3, Páginas 430-434, Junio 2013.
- [2] H Ibrahim, A Ilinca, J. Perron, "Energy Storage Systems. Characteristics and Comparisons", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol.12, Páginas 1221-1250, 2008.
- [3] Xuhua Gao, Sibao Wang, "Energy Management Method of Supercapacitors Storage System for UPS Applications", *IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices Chengdu, China*, Páginas 68-72, Septiembre 2009.
- [4] P.J. Binduhewa, A. C. Renfrew, M. Barnes, "Ultrapacitor Energy Storage for MicroGrid Micro-generation", *Power Electronics, Machines and Drives Conference, PEMD*, páginas 270-274, 2008.
- [5] J. I. San Martín, I. Zamora, J. J. San Martín, V. Aperribay, P. Eguía, "Energy Storage Technologies for Electric Applications", *International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'11) España*, páginas 1-6, Abril 2011.
- [6] Petar J. Grbović, "A bidirectional three-level DC/DC converter for the ultracapacitor applications", *IEEE transactions on industrial electronics*, VOL. 57, no. 10, páginas 3415-3430, Octubre 2010.
- [7] Zhe Zhang, "A Novel PPFHB Bidirectional DC-DC Converter for Supercapacitor Application", *Technical University of Denmark (DTU), Department of Electrical Engineering, International conference on Clean Electrical Power*, páginas 350-354. Junio 2009.
- [8] Eiji Hiraki, Kazumasa Hirao. "A Push-Pull Converter Based Bidirectional DC-DC Interface for Energy Storage Systems", *Power Electronics and Applications*. pp. 1-10. 2009
- [9] Manu Jain, M. Daniele, and Praveen K. Jain, "A Bidirectional DC-DC Converter Topology for Low Power Application", *IEEE transactions on power electronics*, vol. 15, no. 4. pp. 595-606, Julio 2000.
- [10] Kazumasa Hirao "An Isolated Bidirectional Soft Switching DC-DC Converter for Energy Storage System and Its Voltage Stress Suppression Approach", *Yamaguchi University, Japan, IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, pp. 555-560. Diciembre 2011.
- [11] Shigenori Inoue, "A Bidirectional DC-DC Converter for an Energy Storage System With Galvanic Isolation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, No. 6. pp. 2299-2306. noviembre 2007.
- [12] Toshiro Hirose, Takayuki Kimura, "An Analysis of Bidirectional Superposed Dual Active Bridge DC-DC Converter with

Synchronous Rectifier”, IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 1241-1246. noviembre 2010.

- [13] Sukin Park, Yujin Song, “An Interleaved Half-Bridge Bidirectional DC-DC Converter for Energy Storage System Applications”, 8th International Conference on Power Electronics, pp. 2029-2034. Mayo 2011.
- [14] Tsai-Fu Wu, Yung-Chu Chen, Jeng-Gung Yang, and Chia-Ling Kuo, “Isolated Bidirectional Full-Bridge DC-dcconverter With a Flyback Snubber”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25. pp. 1915-1922. julio 2010.
- [15] Janis Zakis, Dmitri Vinnikov. “Dynamic Behaviour of qZS-based Bi-directional DC/DC Converter in Supercapacitor Charging Mode”, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. Pp.764-768. 2012.

VII. Autores

Ing. Efraín Luis Romero Corrales Obtuvo su título como Ingeniero en electrónica con especialidad en potencia en el Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI). Actualmente se encuentra cursando estudios de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico de Celaya.

Dr. Elías José Juan Rodríguez Segura Miembro del Sistema Nacional de Investigadores Nivel 1, actualmente es profesor investigador de tiempo completo en el Instituto Tecnológico de Celaya.

M. en C. José Luis Hurtado Chávez Obtuvo su título como Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica por parte del Instituto Tecnológico de Celaya, actualmente trabaja en conjunto en proyectos de investigación con la misma institución.

Medidor Inalámbrico de Potencia y Consumo de Energía con Aplicación en Diagnósticos Energéticos

***Luis Carlos Gallegos Hernández, *Mariela Serna Serna, **Josué Emmanuel Reynoso Villanueva.**

* Universidad Tecnológica del Norte de Guanajuato, Área Industrial Eléctrica y Electrónica, Av. Educación Tecnológica No. 34, Fracc. Universidad, C.P. 37800, Dolores Hidalgo, Guanajuato, 01 (418) 1825500 Ext. 1342, 1345, merolc@ieee.org, mariela.serna@utng.edu.mx.

**EnerGEA Ingeniería Energética, Av. Antonio García Cubas No. 108, Col. Alfredo Vázquez Bonfil, Celaya Guanajuato, 01 (461) 2213824, reyemm@hotmail.com.

Resumen

En México son relativamente recientes los esfuerzos que, tanto gobierno como consumidores independientes hacen para ahorrar energía, este enfoque de ahorro se basa en su mayoría en la sustitución de equipo eléctrico por equipos más eficientes, pero lo anterior no garantiza una reducción en el consumo de la electricidad. De allí la necesidad de identificar medidas técnicas u operativas de ahorro, y así disminuir el consumo de la energía eléctrica sin afectar la producción o el confort del usuario final. Un diagnóstico energético nos ayuda a identificar claramente las áreas de oportunidad y a su vez los potenciales de ahorro, evaluando en todo momento la rentabilidad de los sistemas propuestos. En el presente artículo se estudia una manera sencilla de medir los parámetros básicos necesarios para la realización de un diagnóstico energético, lo anterior se hace de manera inalámbrica utilizando tecnología reciente de transmisores de radiofrecuencia como los son los XBee en conjunto con LabView que es un poderoso y flexible software de análisis e instrumentación. Finalmente se compara el medidor propuesto con algunos existentes en el mercado y se exponen los resultados de un diagnóstico energético real en una casa habitación.

Palabras Clave: Ahorro de energía, diagnóstico energético, Perfil de demanda, LabView, Xbee.

I. Introducción

Actualmente en la industria, casas-habitación y entidades gubernamentales hay una creciente necesidad de una mayor efectividad en la administración de la energía. Reducir gastos en energéticos y materias primas es una de las estrategias más efectivas y razonables para reducir los costos de operación o de mantenimiento en los inmuebles.

En México son relativamente recientes los esfuerzos que, tanto gobierno como consumidores independientes hacen para ahorrar energía.

energías limpias” del cuerpo académico “Sistemas Alternos y Mecatrónica”, UTNGTO-CA-4.

El enfoque de ahorro se ha basado en su mayoría en sustituir equipo eléctrico o electrónico por equipos más eficientes o de reciente aparición. Sin embargo, sustituir equipos no siempre es la mejor o la única opción, por lo que realizar este tipo de acciones arbitrariamente no garantiza una reducción de consumo de electricidad, por el contrario puede generar problemas que incrementan los gastos [1].

En la actualidad existe una amplia variedad de medidas de ahorro de energía que no necesariamente son costosas y que se fundamentan con una auditoría energética especializada (diagnóstico energético).

Este trabajo forma parte del proyecto ante PROMEP: “Sistema de ahorro de energía eléctrica empleando

Un diagnóstico energético es la aplicación de un conjunto de técnicas para determinar el nivel de eficiencia con la que es utilizada la energía, a fin de determinar áreas de oportunidad y potenciales de ahorro, evaluando su rentabilidad [2].

Los objetivos más importantes de un diagnóstico energético son los siguientes:

- Identificar medidas técnicas u operativas de ahorro de energía en una empresa, hogar o pequeño comercio.
- Evaluar técnica y económicamente las medidas.
- Disminuir el consumo de energía, sin afectar los niveles de producción o las actividades normales de la empresa.

Por otro lado según el INEGI en México el consumo en: vivienda, servicios de conservación, energía eléctrica y combustibles ha cambiado de la siguiente forma [3]:

Año	Número de viviendas	Gasto en pesos
1996	19 601 954	13 546 309
2010	28 235 279	64 727 278

Tabla 1. Consumo Vivienda, servicios de conservación, energía eléctrica y combustibles.

De los datos anteriores podemos observar que tanto la cantidad de viviendas como el gasto asignado para su manutención han ido incrementándose. No es una sorpresa para nadie, sin embargo los aspectos importantes a considerar son los siguientes:

- El incremento de precios en los pagos de agua, gas, electricidad, etc.
- La capacidad adquisitiva disminuida de la población marginada.
- La capacidad de suministro de energía por parte de CFE.
- El consumo promedio en una casa-habitación.

- Otros aspectos importantes como la reforma energética y tecnologías alternativas.

También existen importantes diferencias por tipo de localidades: los hogares urbanos consumen poco más del doble que los hogares rurales en 2008 y aunque estos últimos han aumentado su consumo promedio en el tiempo, la brecha es todavía amplia. De hecho, para 2008, los hogares rurales muestran una reducción en su consumo energético en contraste con los hogares urbanos.

La Figura 1 hace evidente el peso que estos últimos tienen sobre las tendencias nacionales, tanto por su peso numérico (representan alrededor de 78% de los hogares del país) como por el nivel de su demanda energética [4].

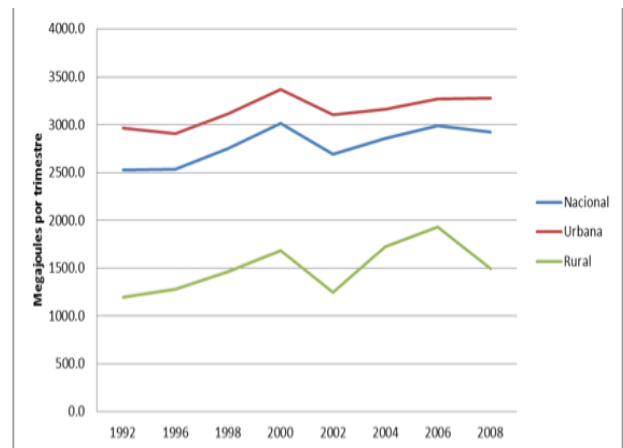


Fig. 1. Consumo energético per cápita promedio por hogar.

Además los hogares se distinguen por el tipo de combustibles que consumen, composición que ha variado en el tiempo. La Figura 2 muestra que en 1992 una gran proporción del consumo residencial de los hogares urbanos lo representaba la electricidad (cerca del 76%, en promedio), mientras que el gas representaba el segundo tipo de combustible empleado y los otros tipos eran marginalmente empleados. La Figura 2 coincide con la llamada “transición energética” donde se pasa de combustibles de biomasa y tradicionales a los llamados combustibles modernos, en tanto son más limpios y se puede regular su utilización, implican

menores potenciales daños a la salud de sus usuarios.

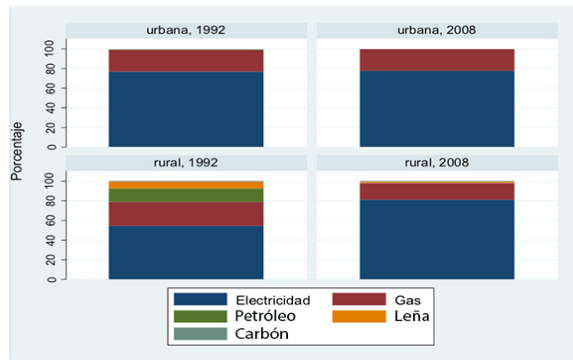


Fig. 2. Consumo energético trimestral promedio por tipo de combustible.

De hecho, es posible que la reducción en el consumo promedio de los hogares rurales que se aprecia en la Figura 1 sea, parcialmente, resultado de la transición a combustibles con menor poder calorífico. Sin embargo, aún en 2008 hay una presencia notoria, aunque pequeña, de combustibles como la leña, el carbón y el petróleo; presencia de combustibles tradicionales que fue previamente documentada [5-6].

Según la página de CFE [7] en su sección de tarifas y enfocándose en la Tarifa 01 (Uso doméstico), la variación en el costo por *KWh* de energía eléctrica ha ido incrementándose de manera casi lineal en los últimos 10 años. Es necesario señalar que se ha considerado el precio del costo de energía en el escalón “*excedente*”. La grafica que muestra lo anterior se puede observar en la Figura 3.

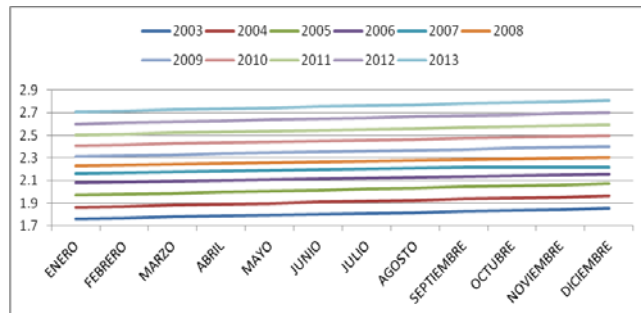


Fig. 3. Precio por kWh consumido en el escalón excedente en la última década.

En pocas palabras sino se hace algo al respecto por encontrar estrategias para el ahorro de

energía, llegara el momento en que no se podrá solventar económicamente la energía que utilizamos en nuestros hogares. Esto es por la tendencia actual que se tiene, en que la oferta de la energía eléctrica se ha mantenido en los últimos años a diferencia de la demanda. Lo anterior se puede apreciar en la Figura 4, en la cual se puede verificar la necesidad que existe de hacer uso eficiente de la energía eléctrica.

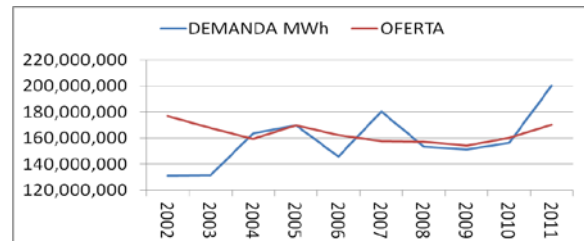


Fig. 4. Oferta contra Demanda de la energía eléctrica en los últimos años.

Es por lo anterior, que se considera importante realizar un diagnóstico energético en viviendas y pequeños negocios, ya que es donde se presenta una gran cantidad de oportunidades de ahorro debido a las características del consumo en las mismas [3].

Para realizar este tipo de diagnostico actualmente se cuenta con equipos de análisis de redes que disponen de la más alta tecnología para realizar una gran variedad de mediciones de parámetros eléctricos, con el principal objetivo de obtener el control y la gestión de una instalación, permitiendo optimizar al máximo los costos energéticos. Este tipo de aparatos presentan un inconveniente; son de costo muy elevado.

La propuesta que se aborda en este artículo es una manera sencilla y a su vez inalámbrica para adquirir los parámetros básicos y necesarios para realizar un diagnostico de energía, la cual puede emplearse desde los hogares hasta los pequeños negocios o talleres. Las principales ventajas de este diseño son:

- Realiza la medición de manera inalámbrica (mediante XBee) de un punto o varios puntos de consumo de energía a la vez.
- Menor costo.

- Modular.
- Se almacenan las mediciones con fecha y hora en un archivo de texto para su utilización en hojas de cálculo.
- Ambiente muy amigable para fácil manejo y visualización de resultados para el usuario (mediante LabView).

Y se termina con una comparativa del medidor propuesto contra dos medidores de parámetros populares que se encuentran en el mercado y se muestran los resultados de un pequeño diagnóstico energético real hecho con ayuda del sistema de medición propuesto.

II. Marco Teórico

Para el diseño y desarrollo del analizador de parámetros eléctricos inalámbrico se utilizaron diferentes softwares y dispositivos electrónicos. En el presente proyecto *LabView* será el encargado de presentar al usuario los perfiles de demanda de los puntos de medición de energía eléctrica estudiados en el diagnóstico energético, de esta manera se tendrá registro de cuantas veces al día se pone en marcha cada aparato eléctrico (refrigerador, bomba de agua, etc.) y también se sabrá el consumo de energía eléctrica que tienen dichos aparatos en cada momento sin la necesidad de tener cables de interconexión entre la computadora y las cargas estudiadas.

- ***XBee PRO S1***

Zigbee es un protocolo de comunicaciones inalámbrico basado en el estándar de comunicaciones para redes inalámbricas IEEE_802.15.4. *Zigbee* permite que dispositivos electrónicos de bajo consumo puedan realizar sus comunicaciones inalámbricas, como se muestra en la Figura 5. Es especialmente útil para redes de sensores en entornos industriales, médicos y sobre todo domóticos.

Las comunicaciones *Zigbee* se realizan en la banda libre de 2.4GHz. El alcance depende de la potencia de transmisión del dispositivo así como también del tipo de antenas utilizadas (cerámicas,

dipolos, etc.). El alcance normal con antena dipolo en línea vista es de aproximadamente de 100m y en interiores de unos 30m.

La velocidad de transmisión de datos de una red *Zigbee* es de hasta 256kbps (la velocidad utilizada es de 9600bps). Una red *Zigbee* la pueden formar, teóricamente, hasta 65535 equipos, es decir, el protocolo está preparado para poder controlar en la misma red esta cantidad enorme de dispositivos [9-10].

Entre las necesidades que satisface el módulo se encuentran:

- Bajo costo.
- Ultra-bajo consumo de potencia.
- Uso de bandas de radio libres y sin necesidad de licencias.
- Instalación barata y simple.
- Redes flexibles y extensibles.

El uso del protocolo *Zigbee* va desde reemplazar un cable por una comunicación serial-inalámbrica, hasta el desarrollo de configuraciones punto a punto, multipunto, peer-to-peer (todos los nodos conectados entre sí) o redes complejas de sensores.



Fig. 5. Dispositivos *XBee* empleados en la comunicación inalámbrica.

Estos transmisores de radio frecuencia serán los encargados de estar comunicando en todo momento al microcontrolador con *LabView*. Siendo el microcontrolador el encargado de estar realizando las conversiones Analógico-Digital en el momento que le sean solicitadas y *LabView* el encargado de almacenar, procesar y graficar la información recibida.

- **Software X-CTU**

El programa X-CTU es una herramienta gratuita desarrollado por *Digi* para la configuración y manejo de sus dispositivos *XBee* [11]. Con este

software además de configurar los dispositivos con los parámetros adecuados para la red, es posible realizar pruebas de cobertura antes de hacer el despliegue de los dispositivos. Este programa funciona bajo Windows, en la Figura 6 se puede observar la apariencia del software.

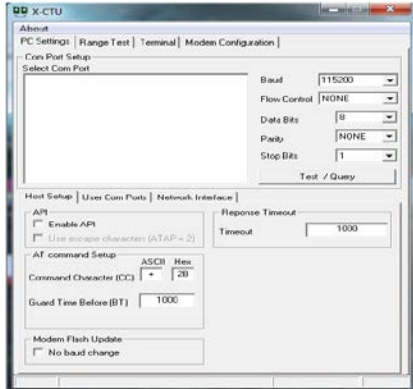


Fig. 6. Entorno del software X-CTU.

- **FT232RL**

El integrado FT232RL es un convertidor USB-Serial. A través del cual el micro-controlador del *XBee* podrá recibir y enviar datos a la computadora de manera serial.

La comunicación serial consiste en el envío de un bit de información de manera secuencial, esto es, un bit a la vez y a un ritmo acordado entre el emisor y el receptor, para esto previamente se configura mediante el X-CTU la velocidad de transferencia de los bits, en este caso la velocidad configurada fue de 9600 bits/segundo por lo tanto cada bit durará aproximadamente un tiempo de *104us*. La Figura 7 muestra un ejemplo del envío de datos de manera serial [12].

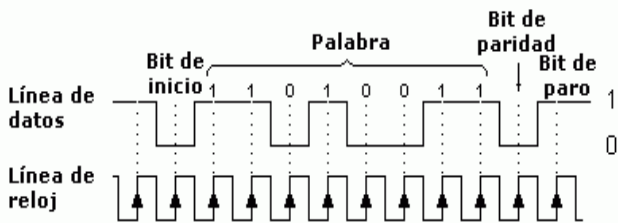


Fig. 7. Comunicación Serial.

- **Microcontrolador PIC12F675**

El micro-controlador PIC12F675 posee un convertidor Analógico-Digital de 10 bits de resolución y 5 canales de entrada. La resolución

A/D se realiza por el método de de aproximaciones sucesivas. Se eligió este microcontrolador por ser pequeño y tener oscilador interno además de que tiene los recursos necesarios para llevar a cabo este proyecto.

La programación microcontrolador será de suma importancia ya que este elemento será el encargado de recibir correctamente el dato enviado desde *LabView* y enviar el valor RMS de la corriente en el momento que se le solicite, para esto tiene que ser capaz cada microcontrolador de discriminar si es a él al que se le está solicitando la información de la conversión.

- **LTC1966**

El LTC1966 es un convertidor RMS-DC que utiliza una innovadora técnica patentada $\Delta\Sigma$ computacional. Es sencillo de usar, preciso, tiene menor consumo de energía y flexible. Opera en una sola fuente de alimentación de 2.7V a 5.5V o dos suministros de hasta $\pm 5.5V$. Es insensible a la placa de circuito de soldadura y tensiones, así como la temperatura de funcionamiento [13-14].

Mediante este circuito se obtiene con gran precisión el valor RMS de la corriente que consumen las cargas analizadas, después ese valor RMS es leído por el microcontrolador y enviado a la computadora para ser procesado por *LabView* y así poder ir creando los perfiles de demanda o de carga de cada uno de los aparatos o máquinas analizadas en el diagnóstico energético.

Las alternativas de conexión del LCT1966 se muestran en la Figura 8, siendo la segunda de ellas la empleada en el proyecto debido a que no se tiene una entrada diferencial.

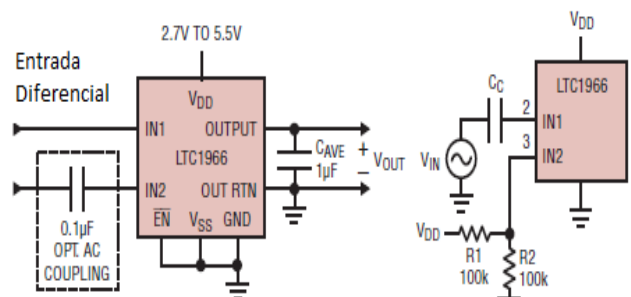


Fig. 8. Alternativas de conexión LTC1966.

III. Desarrollo

Para comprender de mejor manera el funcionamiento completo del sistema y su modularidad, se muestra en la Figura 9 el diagrama de bloques del sistema completo con dos puntos de medición. Como se puede apreciar solo se censa la corriente en el punto de interés y el voltaje en todo el sistema se asume constante para esta primer versión del proyecto; a futuro existirá un punto de medición del voltaje global.

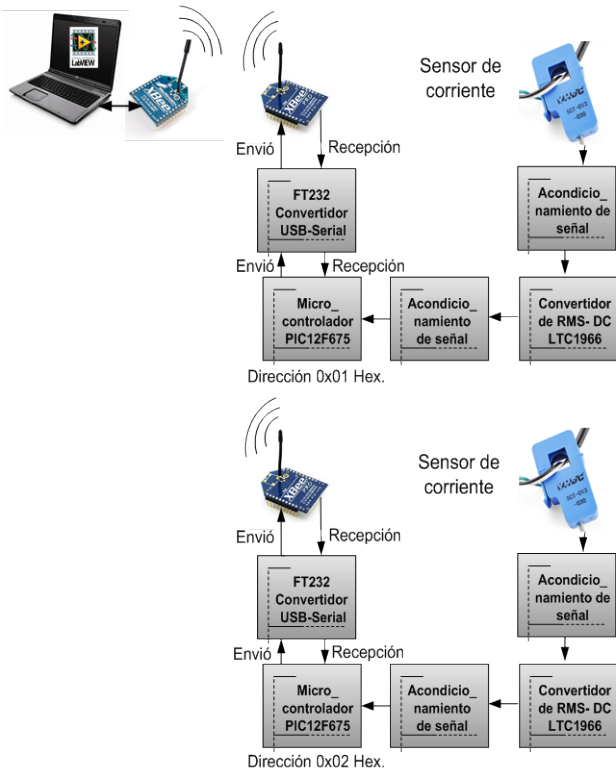


Fig. 9. Diagrama a Bloques del medidor de parámetros propuesto.

La Figura 9 también nos muestra que cada micro-controlador de la red tendrá una dirección y *LabView* será el que controle que medición desea pedir en cada momento por medio de esta dirección, por ejemplo si *LabView* quisiera saber la medición del PIC12F675 cuya dirección es la 0x02Hex, primero enviará con ayuda de los *XBee* y FT232 este número y solo el microcontrolador cuya dirección programada tenga el número 0x02Hex será el que envíe de

retorno a la PC el dato del valor RMS de la corriente en ese punto.

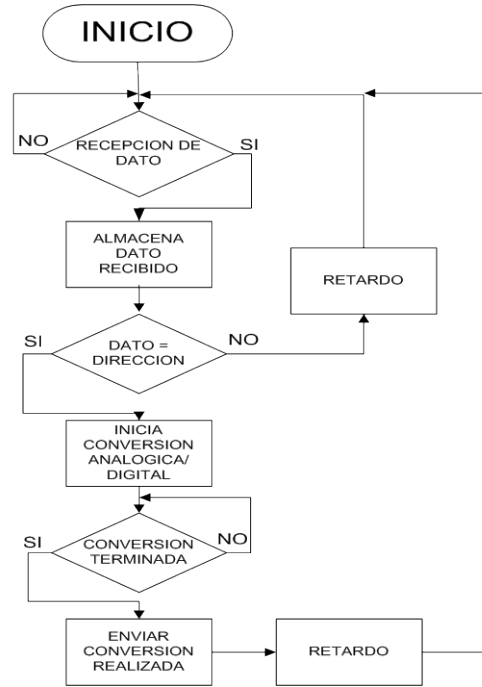


Fig. 10. Diagrama de Flujo de la lógica de programación del microcontrolador.

La Figura 10 nos ayuda a comprender de mejor manera la lógica de programación del envío del valor RMS de la corriente hacia la PC, como se puede apreciar el microcontrolador se encuentra en todo momento en una rutina cíclica esperando una dirección que venga hacia él desde *LabView*. Una vez que recibe la dirección, compara el dato recibido y en caso de que no sea su dirección el programa va a una rutina de retardo para evitar recibir la conversión realizada por algún otro microcontrolador de la red. Por otro lado en el caso de que sí sea la dirección correcta, el microcontrolador activa la conversión Analógica-Digital y una vez que ésta es terminada (Aproximadamente 19us) envía la conversión a la PC donde allí *LabView* procesa esta información, la almacena en un archivo de texto y además la gráfica en el momento.

La programación en *LabView* es un poco más compleja, lo primero que se hace en este software es configurar el puerto de comunicaciones que se vaya a utilizar, al mismo tiempo que se crea un archivo de texto en el cual se almacenarán todas las mediciones recibidas por cada uno de los

puntos de medición conectados, y además se inicializan las gráficas y las variables que se vayan a utilizar dentro de la programación por medio de nodos de propiedad. Todo lo anterior se puede ir apreciando en la Figura 11.

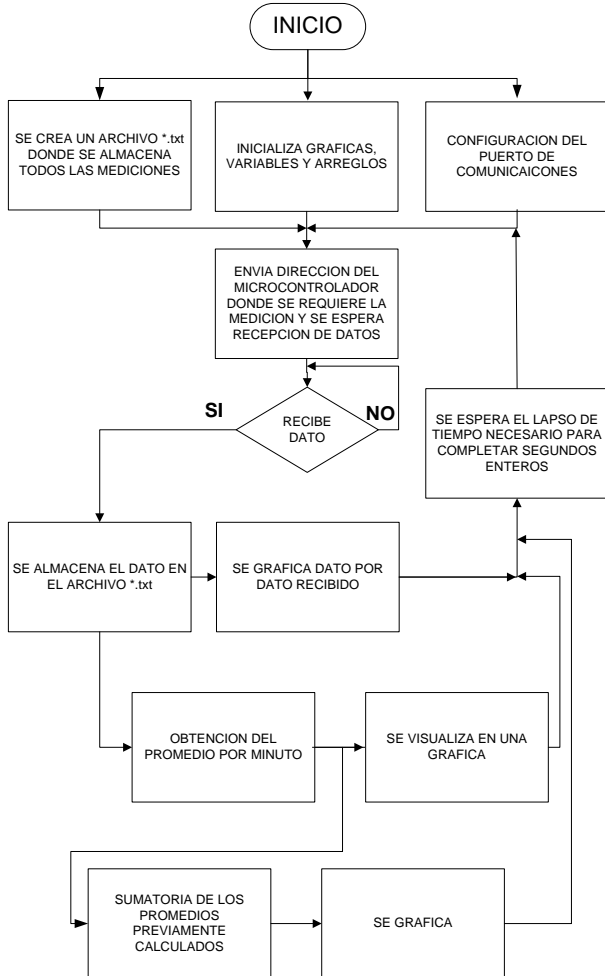


Fig. 11. Diagrama de Flujo de la lógica de programación en LabView.

LabView lleva un orden en el envío de direcciones y el procesamiento de los datos recibidos, por ejemplo primero envía la dirección 0x01Hex y espera a recibir la medición hecha en ese punto, después envía la dirección siguiente y va esperando la recepción de la medición en cada punto de interés de manera sucesiva. Una vez que ha recopilado la información en cada uno de los puntos estudiados para el diagnóstico energético, almacena estos datos en un archivo de texto con la hora actual de cada medición y va mostrando los datos en las gráficas. Después de esto LabView espera el tiempo necesario para

completar un segundo completo e iniciar de nueva cuenta este mismo proceso.

En otra gráfica se muestra al usuario el promedio de las mediciones por cada minuto, y es aquí donde se visualiza de manera más clara cuantas veces es que enciende cada equipo a lo largo del día. Por otro lado en otra gráfica se va haciendo una sumatoria de los Watts promedio por minuto que se consumen en cada instante de tiempo con la finalidad de poder llegar a obtener de manera precisa el consumo por equipo eléctrico en kWh.

IV. Resultados

A continuación se expondrán los resultados más relevantes que comprueban el buen funcionamiento del sistema propuesto. Las primeras pruebas fueron realizadas en un solo punto para su comparativa posterior con equipos de medición existentes en el mercado. La Figura 12 muestra los resultados experimentales del sistema completo tomando la medición de potencia a lo largo de un día completo. En ella se muestra el ambiente desarrollado en el software LabView y también se muestran las 3 graficas generadas.

La grafica de “Potencia Real” muestra los valores muestreados segundo a segundo, por otro lado en la grafica “Promedio por minuto” como su nombre lo indica toma los últimos 60 valores almacenados y obtiene un promedio que es el valor que se grafica, por último, la grafica de “Energía (W/min)” exhibe la sumatoria de los promedios a lo largo del tiempo que lleva la medición.

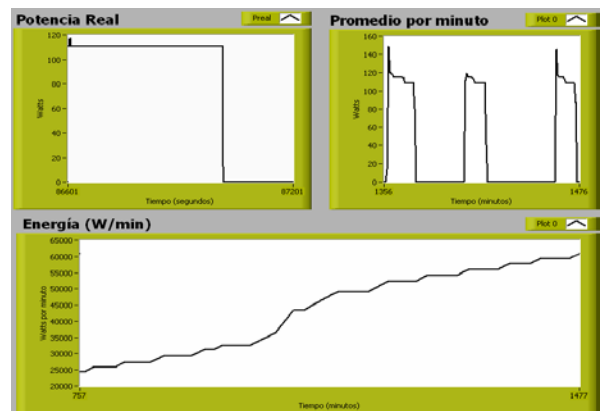


Fig. 12. Consumo de energía de un refrigerador a lo largo de un día.

De la grafica de “Energía (W/min)” de la Figura 12 se puede calcular la energía consumida en kWh, lo anterior se realiza tomando el último dato graficado el cual tiene un valor de 62,153 Watts/minuto, si se divide este valor entre 60 se obtienen 1035.88Watts/hora, lo cual equivale a un consumo de energía de 1.03588kWh en un lapso de un día. Por otro lado la Figura 13 muestra el consumo registrado por medio de un medidor de consumo comercial [15].

Al comparar los 1.03588kWh obtenidos mediante el sistema propuesto contra el FLUKE 1735 [16] el cual registró una medición de 1.083kWh como se presenta en la Figura 14, se tiene una exactitud del 95.64%. Este porcentaje es muy bueno considerando que se ha establecido un voltaje constante para todas las mediciones de corriente RMS hechas.



Fig. 13. Consumo registrado Watthorimetro comercial [15] de un refrigerador en un día.

Por otro lado si comparamos la Figura 14 con la grafica de “Energía (W/min)” de la Figura 12 se puede comprobar la misma tendencia y la misma forma de la gráfica lo cual nos indica que el funcionamiento de nuestro sistema propuesto es bueno. Se ha venido tomando como referencia el FLUKE 1735 ya que es un equipo de medición profesional que está correctamente calibrado mediante laboratorios especializados.

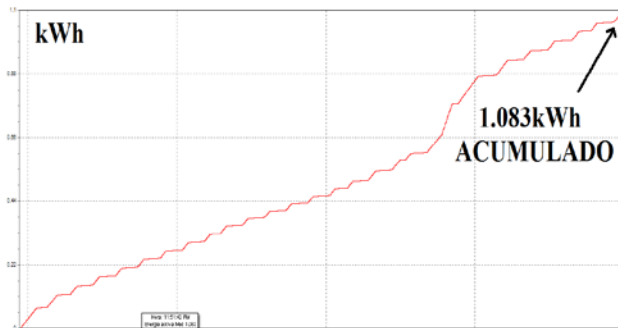


Fig. 14. Consumo registrado mediante un analizador de parámetros [16] a lo largo de un día.

En las Figuras 15 y 16 se aprecia el perfil de demanda obtenido mediante el FLUKE 1735 y el medidor propuesto, básicamente ambas gráficas tienen el mismo comportamiento, sin embargo el perfil de demanda obtenido mediante el sistema propuesto tiene picos de consumo de energía, esto se debe a que se utilizó el archivo de texto generado mediante *LabView* con todas las mediciones almacenadas de cada segundo y posteriormente estos datos se vaciaron a una hoja de cálculo para facilitar la elaboración de la grafica. En cambio la grafica mostrada en la Figura 15 es el resultado del promedio de consumo registrado por el FLUKE minuto a minuto.

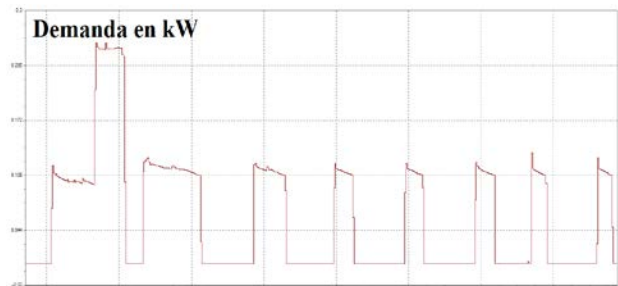


Fig. 15. Perfil de demanda registrado por [16].

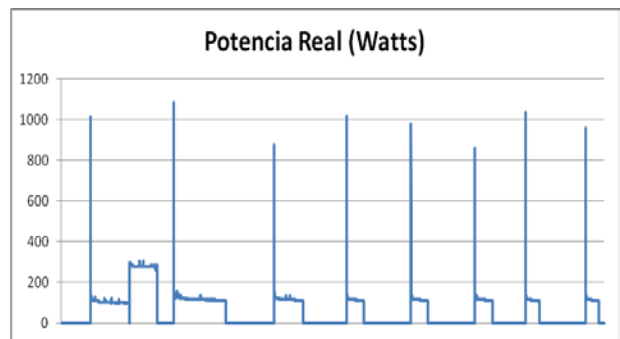


Fig. 16. Perfil de demanda registrado por el medidor propuesto.

La Figura 17 muestra la imagen de uno de los prototipos construidos, cabe señalar que en esta versión implementada ya se cuenta con la medición del factor de potencia también, ya que se agregaron una serie de comparadores en la circuitería para estar determinando el cruce por cero de las señales del voltaje y la corriente; una vez que se tiene el desfase entre estas señales se manda este dato a *LabView* y él es el encargado de calcular el factor de potencia de la carga analizada.

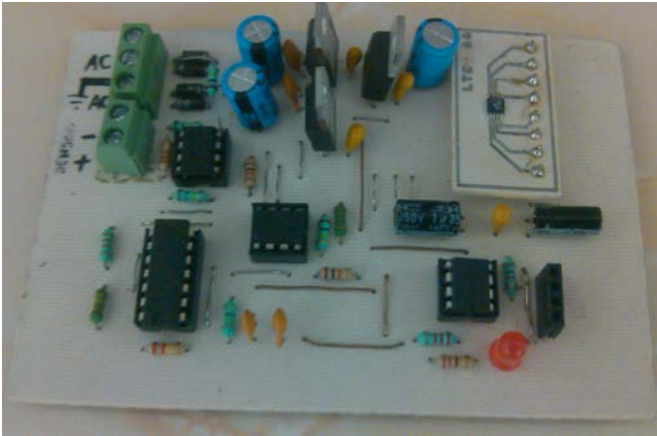


Fig. 17. Prototipo del medidor propuesto.

Por último la grafica de la Figura 18 muestra los resultados de un diagnóstico energético realizado en una casa habitación empleando el medidor propuesto en este artículo.

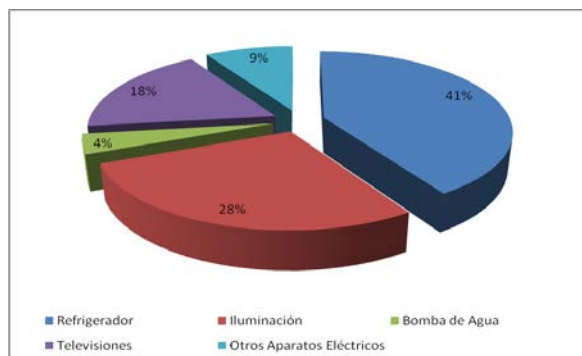


Fig. 18. Resultados de un diagnóstico energético en una casa habitación.

Con ayuda de la Figura 18 podemos observar donde se encuentra las áreas de oportunidad para el ahorro de la energía eléctrica y así poder llevar a cabo un estudio técnico-económico para comprobar si es conveniente invertir en la sustitución de equipos o puedo ahorrar energía solamente con medidas operativas.

V. Conclusiones

El presente artículo ha presentado una manera sencilla y óptima para llevar a cabo un estudio energético, la manera de realizarlo tiene la ventaja de hacer las mediciones y la captura de los datos medidos de forma inalámbrica. Una de las principales ventajas de este sistema propuesto comparado incluso con los comerciales es que se

pueden generar de manera simultánea perfiles de demanda por máquina o aparato eléctrico analizado, y así el diagnosticador energético sabrá perfectamente cuantas veces al día enciende cada equipo y cuantos *kWh* consume de manera individual, también se realizó una comparativa con algunos equipos comerciales teniéndose en el sistema propuesto una mayor exactitud en las mediciones que algunos de ellos.

Como trabajo futuro se pretende agregar una medición global del valor RMS del voltaje, para así la potencia real medida tenga una mayor exactitud, además de expandir este sistema propuesto a un sistema trifásico para así poder aplicar el medidor inalámbrico propuesto incluso en un diagnóstico energético industrial.

VI. Referencias

- [1] SENER en colaboración con AIE, Indicadores de Eficiencia Energética en México 5 sector, 5 retos. México 2011.
- [2] Ing. Alejandro Rueda Albino, Ponencia “Gestión de la Eficiencia Energética”, Diciembre de 2011. <http://cener.qroo.gob.mx/portal/5toForo/GestionEficienciaEnergetica.pdf>, 20 de Julio de 2013.
- [3] Anuario estadístico de los Estados Unidos Mexicanos 2012, Instituto Nacional de Estadística y Geografía 2011.
- [4] CONEVAL, Avances y Retos de la Política de Desarrollo Social en México 2012.
- [5] CFE, Informe Anual 2011.
- [6] L. Sánchez Peña “Hogares y consumo energético en México”, <http://www.revista.unam.mx/vol.13/num10/art101/index.html>, 23 de Junio 2013.
- [7] Comisión Federal de Electricidad, http://app.cfe.gob.mx/Aplicaciones/CCFE/Tarifas/Tarifas/tarifas_casa.asp, 20 de Julio de 2013.

- [8] National Instruments, <http://www.ni.com/labview/why/esa/>, 23 de Julio 2013.
- [9] A. Oyarce, MCI electronics, Guía del Usuario XBEE Serie 1 http://www.olimex.cl/pdf/Wireless/ZigBee/XBee-Guia_Usuario.pdf, 24 de Junio 2013.
- [10] XBee/XBee-Pro, Manual de Usuario, http://ftp1.digi.com/support/documentation/90000982_A.pdf, 23 de Junio de 2013.
- [11] Techno-Hall, <http://technohall.com/2012/12/xctu-herramienta-modulos-xbee/>, 22 de julio 2013.
- [12] FTDI Chip, Datasheet FT232RL.
- [13] LTC1966, Hoja de datos, <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1966fb.pdf>, 25 de Julio de 2013.
- [14] LTC1966, Application Note 106, Instrumentation Circuitry Using RMS-to-DC Converters, Jim Williams, <http://cds.linear.com/docs/en/application-note/an106f.pdf>, 25 de Julio de 2013.
- [15] Multifuncional Mini-Ammeter WF-002A, Waththorimetro, Voltaje, Potencia, Consumo <http://www.agspecinfo.com/pdfs/D/D02A.PDF>
- [16] Fluke 1735, Analizador de Parámetros Eléctricos Trifásico, <http://www.fluke.com/fluke/usen/power-quality-tools/three-phase/fluke-1735.htm?pid=56028>

Ing. Mariela Serna Serna, realizó sus estudios de licenciatura en el Instituto Tecnológico de Querétaro titulándose como Ingeniera Eléctrica, actualmente es docente en la Universidad Tecnológica del Norte de Guanajuato. Además está cursando el primer cuatrimestre del Programa de Posgrado Interinstitucional en Ciencia y Tecnología, en la opción terminal de Mecatrónica en el CIDESI en la ciudad de Querétaro.

Ing. Josué Emmanuel Reynoso Villanueva, obtuvo el título de Ingeniero Electrónico en el Instituto Tecnológico de Celaya, actualmente es docente del CONALEP Celaya y es Ingeniero de Proyectos en la empresa EnerGEA en Celaya Guanajuato, empresa destinada al uso eficiente de la energía eléctrica.

VII. Autores

M. C. Luis Carlos Gallegos Hernández, obtuvo el título de Ingeniero Electrónico en el Instituto Tecnológico de Celaya y el grado de maestro en ciencias en Ingeniería Electrónica en el mismo instituto en Enero de 2011, actualmente es docente en la Universidad Tecnológica del Norte de Guanajuato.

Estudio de Sistemas de Iluminación Basado en HBLED con Alimentación Fotovoltaica

***Dávila Medina César Augusto, *Gordillo Tapia Cecilia, *Rodríguez Segura Elías José Juan, **Jaime Arau Roffiel**

*Instituto Tecnológico de Celaya, Departamento de Ingeniería Electrónica, Av. Tecnológico y A., García Cubas S/N, Col. Alfredo Bonfil, Celaya, Guanajuato, C.P. 38010, (461) 611 75 75 ext. 5369, davilacesar.augusto@gmail.com.

**Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET), Interior Internado Palmira S/N, Col. Palmira, Cuernavaca, Morelos, C.P. 62490 (777) 362 67 70.

Resumen

En este documento se presenta un estudio realizado a diversas topologías reportadas en la literatura sobre el tema de los convertidores CD/CA que son empleados como micro-inversores en aplicaciones de energías alternativas, específicamente con paneles fotovoltaicos. Además se presenta un estudio de topologías de convertidores CD/CD que son empleados como controladores para HBLEDs. Este estudio es sustentado en la comparación de las ventajas y las desventajas de las diversas topologías analizadas. Por último se propone una nueva estructura para sistemas de alumbrado público con alimentación fotovoltaica que emplean la red eléctrica convencional como sistema de almacenamiento de energía.

Palabras Clave: HBLED, Alumbrado público, Micro-inversor, panel fotovoltaico.

I. Introducción.

En la actualidad el estilo de vida moderno propicia el aumento de equipos eléctricos y electrónicos que son conectados a la red eléctrica convencional de corriente alterna. Lo anterior propicia un aumento en la cantidad de energía eléctrica que se requiere para satisfacer la demanda eléctrica de la población. Esta demanda de energía eléctrica debe ser garantizada por las centrales generadoras de electricidad (hidroeléctricas, termoeléctricas, nucleoelectricas, etc.) lo que implica un mayor consumo de recursos (hidrocarburos) y por lo tanto mayor contaminación. La mayor parte de estas centrales de energía eléctrica operan bajo los métodos tradicionales para la generación de energía eléctrica, en los que se requiere de la quema de algún combustible fósil. Como es sabido la quema de combustibles fósiles, los cuales se consideran recursos naturales no

renovables, generan un impacto negativo al medio ambiente. Considerando a México como referencia, en Enero de 2013 se reporto que se produjeron aproximadamente 20,000 MW/h [1], los cuales se distribuyeron en los diferentes sectores de consumo (residencial, comercial, agrícola, servicios e industrial), de los cuales aproximadamente el 2.8% se destina a la operación de alumbrado público del país. La mayor parte de los sistemas de alumbrado público emplean tecnologías como por ejemplo las lámparas de vapor de sodio con una vida promedio de tan solo 24,000 horas, o lámparas de aditivos metálicos que requieren de 3 a 5 minutos de precalentamiento, solo por mencionar algunas. Por el contrario la tecnología HBLED (High Brightness Light Emitted

Diode, por sus siglas en inglés) presenta ventajas significativas sobre las otras tecnologías empleadas como son: una vida de promedio que puede llegar hasta las 100.000 horas, una eficacia luminosa de más de 100 Lm/W, una amplia gama de colores, y sobre todo encendido instantáneo. Estas características posicionan a esta tecnología como una amplia candidata para los sistemas de alumbrado público.

II. Esquemas de conexión de sistemas de alumbrado público basados en HBLEDs.

Dependiendo de las características de los sistemas de alumbrado público, estos se pueden clasificar en: a) conectados a la red eléctrica y b) autónomos. Cada una de estas configuraciones presenta ventajas y desventajas, las cuales se presentan a continuación.

La primera configuración corresponde a los sistemas de alumbrado público conectados a la red eléctrica, en los cuales la red eléctrica opera como fuente de alimentación del sistema. En esta configuración no se cuenta con un sistema de almacenamiento de energía auxiliar, si no que la energía necesaria para operar es suministrada por la red eléctrica convencional. Por su configuración los sistemas de alumbrado público conectados a la red eléctrica solo requieren de un módulo de potencia para lograr la operación del luminario HBLED, el cual se ocupa de acoplar la fuente de alimentación con la carga. Este módulo de potencia corresponde a un controlador de la corriente de operación de los HBLED, el cual suele llamarse “*driver*” para HBLED. El *driver* de la lámpara HBLED debe incluir una etapa de conversión de energía de corriente alterna (CA) a corriente directa (CD), ya que las lámparas HBLED son cargas que operan en CD. Pero además, debido al comportamiento no lineal de la etapa de

rectificación y el filtro capacitivo del *driver* para HBLEDs, se requiere incorporar una etapa de corrección del factor de potencia, y se debe asegurar el cumplimiento de la norma EN61000-3-2.

Por otro lado se encuentran los sistemas de alumbrado público autónomos, los cuales cuentan como principal característica, el no requerir de la red eléctrica convencional para su funcionamiento. Esto se debe a que cuentan con uno o más paneles fotovoltaicos para obtener la energía eléctrica necesaria para su operación, (ver figura 1).

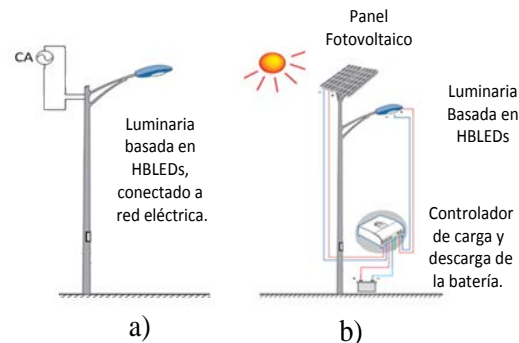


Fig. 1. Sistemas de alumbrado público HBLED.
a) conectado a la red eléctrica.
b) autónomo.

La energía generada por el panel fotovoltaico (PF) debe ser almacenada en una batería para ser usada posteriormente. Lo cual representa una de sus principales desventajas, ya que se requiere procesar la energía una vez durante el proceso de carga de la batería, y una segunda vez durante su proceso de descarga. Aunado a esto la presencia de la batería aumenta los costos por mantenimiento del sistema, más la contaminación causada por las sustancias químicas contenidas en las baterías al ser desechadas.

En los últimos años uno de los objetivos de la electrónica y otras disciplinas, ha sido el diseño de sistemas de iluminación eficientes para aplicaciones en alumbrado público. Los cuales pretenden reducir el consumo de energía eléctrica en este rubro, e introducir a las fuentes

de energía renovables como fuentes de energía auxiliares. Lo anterior requiere de un amplio conocimiento de las características de operación de los diferentes elementos que conforman a los sistemas de alumbrado público. Por lo que en este artículo se presenta una revisión del estado del arte de topologías para convertidores CD/CA empleados como micro-inversores en aplicaciones fotovoltaicas, y también se presenta un análisis de topologías de convertidores CD/CD empleados como drivers para HBLED. Por último, se propone una nueva estructura para sistemas de alumbrado público con alimentación fotovoltaica que emplea a la red eléctrica convencional como sistema de almacenamiento de energía.

III. Micro-inversor CD/CA

Un circuito micro-inversor es un sistema que convierte la energía eléctrica de CD generada por un panel fotovoltaico en energía eléctrica de CA para después ser inyectada a la red eléctrica, ver figura 2.

Según lo reportado en [2] un requerimiento indispensable en los micro-inversores es el aislamiento galvánico, esto puede parecer innecesario si se considera que los micro-inversores son sistemas de baja o mediana potencia. Pero la principal motivación de la implementación del aislamiento galvánico radica en el transformador, ya que a través de él se puede asegurar una alta ganancia de CD en el inversor. Dependiendo de la ubicación del transformador de aislamiento en la topología del micro-inversor, se puede requerir un transformador que opere a baja o alta frecuencia. Por su tamaño compacto los transformadores de alta frecuencia son más recomendables para este tipo de aplicaciones. Además, se menciona la importancia de considerar que la conexión del micro-inversor con la red eléctrica de CA demanda el cumplimiento de normas o estándares que establecen los límites de calidad de la potencia

inyectada (IEC61727), el modo isla y el sistema de tierra (NEC690). Otra consideración necesaria para lograr la inyección de energía a la red eléctrica de CA es el diseño e implementación de un circuito de sincronización, que detecte el cruce por cero de la señal de voltaje de la red de CA y lo tome como referencia para iniciar la inyección de la energía. El tiempo de sincronización con la red eléctrica de CA es una variable de diseño que depende directamente de la dinámica que se desea tenga el sistema.

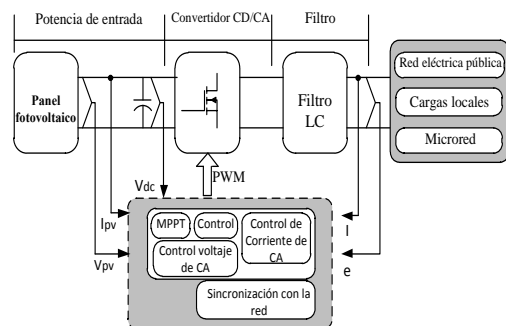


Fig. 2. Estructura general de un micro-inversor.

Por otro lado, en lo que respecta a la celda fotovoltaica, se requiere asegurar la operación de esta en su punto de máxima potencia (MPP, por sus siglas en inglés). Para lo cual se requiere de la implementación de un seguidor del punto de máxima potencia (MPPT, por sus siglas en inglés) para el panel fotovoltaico, que permita asegurar la máxima extracción de potencia del panel. Cabe mencionar que la operación del MPPT provoca un efecto negativo en el voltaje de las terminales del panel fotovoltaico, el cual se manifiesta como un rizo en el voltaje del panel, es importante mencionar, que este rizo debe ser lo suficientemente pequeño de tal forma que siempre se pueda operar al panel en el punto de máxima potencia sin muchas fluctuaciones. Según cálculos reportados en [2] la amplitud de este rizo debe mantenerse por debajo del 8.5% del voltaje del panel en el MPP para poder

alcanzar un 98% del factor de utilización. En [3-5] se menciona que una de las problemáticas relacionadas con los convertidores CA/CD es la interacción entre el puerto de entrada de CD y el puerto de salida de CA en la figura (3) se muestran las curvas típicas de operación de un micro-inversor.

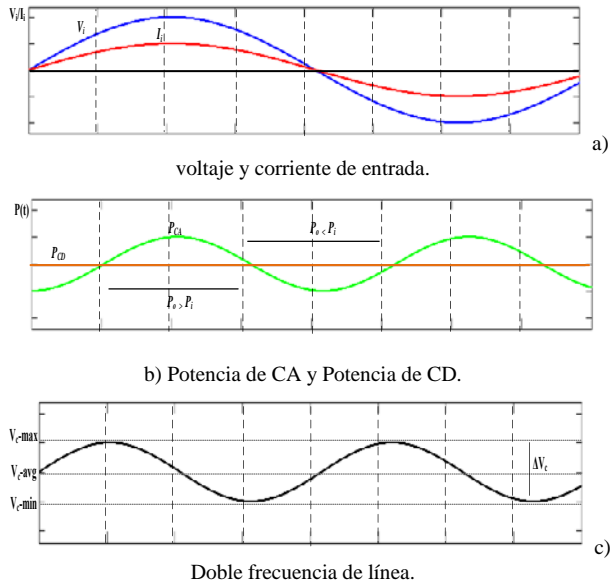


Fig. 3. Curvas típicas de operación en un micro-inversor.

Un micro-inversor se muestra como un sistema con una entrada de potencia constante (P_{CD}) y una potencia de salida pulsante (P_{CA}). En un caso hipotético en el que no existieran pérdidas, se podría considerar que la potencia de entrada es igual a la potencia de salida promedio ($P_{CD} = P_{CA_prom}$), pero en realidad esto no es así, ya que existe una diferencia de energía entre la potencia de entrada y la potencia de salida instantánea, como se puede observar en la figura 3 (b). Como se observa, la diferencia de energía varía al doble de la frecuencia de la fundamental de la potencia de salida, ver figura 3 (c). Esta diferencia de energía debe ser manejada por el convertidor de potencia, de tal forma que se satisfaga la ley de conservación de

la energía sin afectar las demandas de los puertos de entrada y de salida del convertidor. Por lo que se debe incluir entre ambos puertos del convertidor de potencia un elemento de almacenamiento, también llamado de desacoplo, que se ocupe de acumular o liberar cualquier déficit o excedente de energía en el sistema como se muestra en la figura 4.

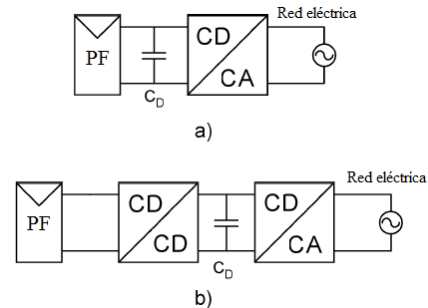


Fig. 4. Localización del capacitor de desacoplo. (a) Convertidor de una etapa. (b) Convertidor de múltiples etapas.

Múltiples soluciones se han reportado para implementar el circuito de desacoplo entrada-salida, las cuales incluyen soluciones pasivas o soluciones activas. Por su bajo costo y facilidad en la implementación en la mayoría de los casos se emplea un capacitor (C_D), el cual puede llegar a ser de varios cientos de microfarads (uF), por lo que es necesario utilizar capacitores electrolíticos. En la literatura se han reportado diversas topologías de micro-inversores como es el caso de [6], el cual es un inversor de una sola etapa basado en un convertidor flyback de tres puertos. En esta topología se agrega un interruptor y un diodo para lograr el control de la carga y la descarga del capacitor de desacoplo. Como se puede observar en la figura 5, la ubicación del diodo D_1 y del interruptor S_2 evita que el capacitor de desacoplo se encuentre conectado entre las terminales del panel fotovoltaico.

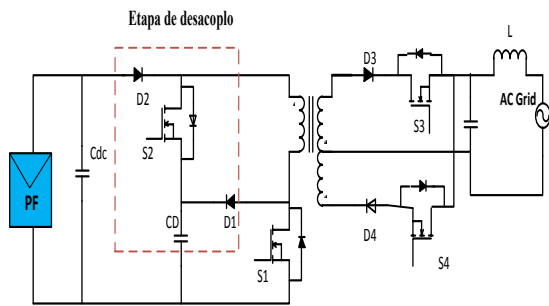


Fig. 5. Diagrama esquemático del micro-inversor reportado en la referencia [6].

Lo anterior permite reducir el valor del capacitor de desacoplo e implementarse con tecnologías diferentes a los capacitores electrolíticos como son los capacitores de película delgada, lo que aumenta la confiabilidad del inversor. Por otro lado, la topología propuesta no requiere de ningún circuito adicional para manejar la energía de fuga del transformador, ya que el mismo circuito de desacoplo funciona como circuito *snubber*. El único inconveniente de esta topología es la necesidad de un circuito de control del nivel de voltaje del capacitor, si no se cuenta con este circuito de control, el nivel de voltaje en el capacitor puede aumentar hasta causar un daño en el inversor.

Otra alternativa para la implementación de los inversores se presenta en [7], en donde se propone un micro-inversor con pseudo enlace de CD. El convertidor CD/CA propuesto cuenta con 3 etapas.

La primera etapa está conformada por un convertidor reductor en serie con dos convertidores elevadores conectados en paralelo en el lado primario, la segunda etapa cuenta con un doblador de voltaje en serie con un selector de polaridad en el secundario del transformador, la tercera etapa está formada por el filtro de salida, tal como se muestra en la figura 6. Se emplea el algoritmo perturbar y observar en la implementación del MPPT, el cual presenta una operación altamente precisa

debido a la presencia del pseudo enlace de CD. Por otro lado, en esta propuesta el circuito de desacoplo se encuentra del lado del secundario del transformador (alto voltaje). Pero debido a que el circuito de desacoplo está conformado por un doblador de voltaje, el voltaje se comparte entre los dos capacitores de desacoplo, reduciendo los niveles de esfuerzo eléctrico de cada uno de los componentes.

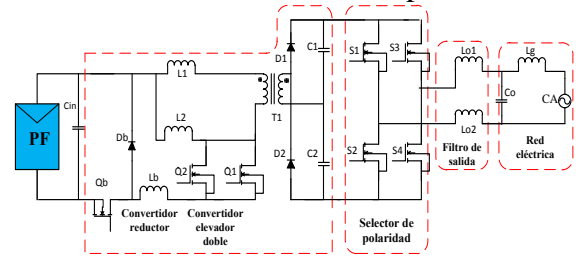


Fig. 6. Diagrama esquemático del micro-inversor reportado en la referencia [7].

Por último en [8] se propone un micro-inversor conformado por un convertidor flyback entrelazado, para lograr elevar el voltaje del panel fotovoltaico así como para proporcionar aislamiento galvánico entre la entrada y la salida, en serie con un convertidor puente completo como se muestra en la figura 7. El circuito de desacoplo se encuentra ubicado en la entrada del panel fotovoltaico. La principal ventaja de esta topología se debe a que al estar basada en un convertidor entrelazado la potencia se comparte entre los dos convertidores. Lo anterior se traduce en menores pérdidas por conducción y pérdidas en los núcleos. Además, permite reducir tanto el rizo de la corriente de entrada como el de salida, lo que permite asegurar un capacitor de desacoplo de valor pequeño y una baja distorsión armónica (THD, por sus siglas en inglés).

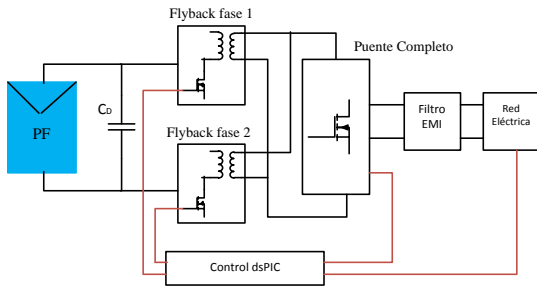


Fig. 7. Diagrama esquemático del micro-inversor reportado en la referencia [8].

En la tabla 1 se presentan las principales características eléctricas y físicas de los inversores reportados. En la cual se puede observar que los usuarios del micro-inversores demandan el diseño de topologías que presente un bajo rizo en el voltaje de las terminales del panel fotovoltaico, una alta ganancia de CD, una alta eficiencia y una baja distorsión armónica.

Características		[6]	[7]	[8]
Eléctricas	V_{entrada} [V]	60	22-40	20-45
	P_{entrada} [W]	100	250	215
	V_{salida} [V_{ca}]	100	110/220	120/230
	$\eta_{\text{convertidor}}$ [%]	98.9	93.7	94
	H_{MPPT} [%]	-	99.9	99
	THD [%]	1.9	-	4
	C_D [μF]	46	(2) 3	2200x5
Físicas	ΔV_{C_D} [V]			
	No. Interruptores Alta frecuencia	2	3	4
	No. Interruptores Baja frecuencia	2	4	4
	No. Capacitores	3	4	7
	No. Diodos	4	3	2
	No. Inductores	1	3	1
	Aislamiento	Sí	Sí	Sí

Tabla 1. Características eléctricas y físicas de los inversores reportados en la literatura.

IV. Controlador de corriente para luminarias basadas en HBLEDs.

Un controlador de corriente para lámparas basadas en HBLEDs es un dispositivo que convierte la energía de CA en energía de CD o bien puede ser alimentado con energía de CD evitando así la etapa de rectificación. Sin importar las características del voltaje de entrada, se requiere de un convertidor CD/CD para adecuar el nivel de corriente requerido para la correcta operación de los HBLEDs. Los autores en [9] proponen un convertidor flyback el cual actúa como corrector de factor de potencia de forma natural. En esta topología se encuentra conectado un inductor L_B en serie con el transformador en una técnica llamada *tapping*, y un capacitor C_B en un extremo del bobinado del transformador como se muestra en la figura 8.

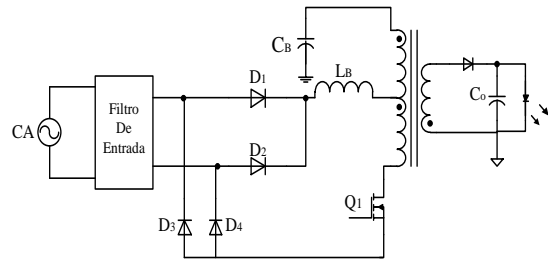


Fig. 8. Diagrama esquemático del controlador de corriente para HBLEDs reportado en la referencia [9].

La localización del punto *tapping* del bobinado del transformador así como el valor inductor L_B tienen que ser optimizados a fin de obtener una alta eficiencia en el convertidor y satisfacer los requerimientos necesarios de la norma EN61000-3-2. Esta topología presenta una eficiencia de 88.6% operando en rango de voltaje universal (90-260 V.A.C.), por otro lado el voltaje de salida de este convertidor es de 24 V_{DC} con una corriente en los HBLEDs de 3.25A.

En [10] se propone una topología de 3 etapas donde se resalta el hecho de no requerir de capacitores electrolíticos. Estas soluciones son típicas en aplicaciones donde la confiabilidad y la eficiencia son más importantes que el costo total del sistema, debido a la cantidad de energía consumida por la lámpara HBLED, ver figura 9.

La primera etapa de esta topología está compuesta por un convertidor elevador operando en modo de conducción en la frontera (BCM por sus siglas en inglés), el cual se emplea como un corrector de factor, esta etapa logra un 97% de eficiencia sin el uso de capacitores electrolíticos, sin embargo esto conlleva un voltaje de rizo que influencia fuertemente a las etapas posteriores. Mientras que la segunda etapa corresponde a un transformador electrónico de doble salida optimizado para proporcionar aislamiento galvánico con alta eficiencia, sin embargo estas primeras dos etapas no cuentan con regulación y en consecuencia el voltaje de rizo de baja frecuencia afecta su salida.

Por último la tercera etapa es responsable de eliminar el voltaje de rizo proveniente de la primera etapa y de ajustar la corriente en cada cadena de HBLEDs presente en la luminaria. Esta etapa está conformada por 4 convertidores reductores modificados llamados *TiBuck* que comparado con el convertidor reductor original tiene algunas ventajas como: el voltaje de entrada es más fácil de filtrar, en consecuencia se reduce el tamaño del filtro y se puede implementar sin capacitores electrolíticos, los esfuerzos en voltaje de los mosfets y los diodos se ve reducido, lo cual en consecuencia se refleja en componentes de menor tamaño, esto incrementa la eficiencia del convertidor, adicionalmente el mosfet está referenciado a tierra lo que lo vuelve más fácil de implementar.

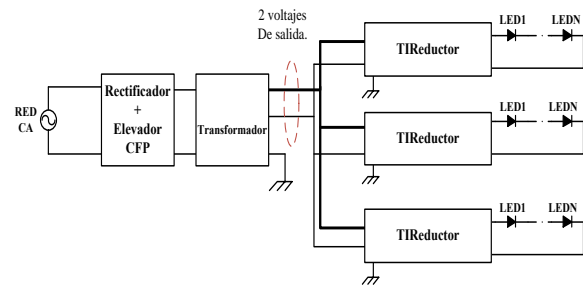


Fig. 9. Diagrama a bloques del driver para HBLEDs de 3 etapas reportado en la referencia [10].

En [11] se presenta la topología de un *driver* para HBLEDs basado en un convertidor flyback que utiliza el circuito integrado LNK420EG para el control del convertidor. Este dispositivo es un controlador de propósito específico del fabricante Power Integration empleado en aplicaciones de iluminación LED. El cual contiene el control necesario para asegurar la regulación de la corriente a la salida del convertidor, la corrección del factor de potencia y el cumplimiento de la norma EN61000-3-2 en cuanto a la inyección de armónicos; además cuenta dentro del mismo encapsulado con un mosfet de potencia para la implementación del convertidor, ver figura 10. Esta topología está optimizada para funcionar con un voltaje de C.A. en el rango de (190 V_{CA} a 300 V_{CA}), y se ha reportado que se ha obtenido una eficiencia del 92%, un alto factor de potencia mayor al 95% y una THD que oscila entre el 12-20% en el rango de voltaje de entrada antes mencionado.

Esta topología proporciona una salida de voltaje en un rango de 29 V_{CD} a 36 V_{CD} y una corriente de salida de 2.1A para alimentar a los HBLEDs.

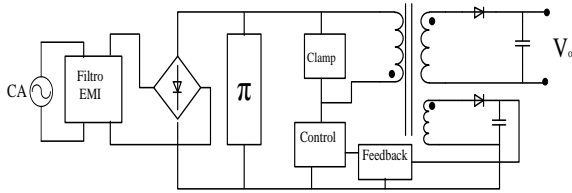


Fig. 10. Esquema de la topología reportada en la referencia [11].

En la tabla 2 se muestra la evaluación de los *drivers* presentados en cuanto a características eléctricas y físicas.

Características		[9]	[10]	[11]
Eléctricas	V_{entrada} [VCA]	110	90-260	190-300
	P_{salida} [W]	78	160	75
	V_{salida} [VCD]	24	115*	29-36
	I_{salida} [A]	3.25	.350	2.1
	$\eta_{\text{convertidor}}$ [%]	87.5	93	92
	PFC [%]	98	-	95
	THD [%]	14	-	12-20
Físicas	No. Interruptores Alta frecuencia	1	7	1
	Capacitores Electrolíticos	3	No contiene	3
	No. Diodos	5	9	12
	No. Inductores	1	5	2
	Aislamiento galvánico.	Sí	Sí	Sí

Tabla 2. Características eléctricas y físicas de los drivers reportados en la literatura.

Nota: - Dato no proporcionado, * por convertidor.

V. Conclusiones.

En este artículo se ha realizado un análisis de las configuraciones de los sistemas de alumbrado público basados en tecnología HBLED. De forma general se presentaron las características de los sistemas convencionales. Por otro lado, se presentaron diferentes topologías para convertidores CD/CA y de CD/CD para aplicaciones de iluminación suburbana reportados en la literatura. Lo

anterior con el objetivo de conocer sus ventajas y desventajas, así como las normativas relacionadas con la inyección de energía a la red eléctrica.

Por último, se plantea como un trabajo posterior una nueva estructura para los sistemas de alumbrado público la cual pretende integrar en un solo modulo de potencia un convertidor CD/CA que permita la inyección de la energía generada a través del panel fotovoltaico a la red eléctrica y que además al operar como un convertidor CA/CD asegure el nivel de voltaje óptimo para alimentar a los drivers para los HBLEDs. Con esta estructura se pretende optimizar el consumo de recursos como la energía de la red eléctrica y el potencial de la luz solar para transformarla en electricidad, lo que nos permite generar un beneficio ambiental, social y tecnológico.

VI. Referencias.

- [1] Secretaría de Energía. <http://sie.energia.gob.mx/bdiController.do?action=temas>
- [2] Soeren Baekhoej Kjaer, John K. Pedersen, Frede Blaabjerg "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules". IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 41, NO. 5, Septiembre/Octubre 2005. Páginas 1292-1306.
- [3] Kai Yao, Ming Xu, Xinbo Ruan, Linlin Gu "Boost-Flyback Single-Stage PFC Converter with Large DC Bus Voltage Ripple". Twenty-Fourth Annual IEEE, Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 2009, Páginas 1867-1871.

- [4] Philip T. Krein, Robert S. Balog “Cost-Effective Hundred-Year Life for Single-Phase Inverters and Rectifiers in Solar and LED Lighting Applications Based on Minimum Capacitance Requirements and a Ripple Power Port”. Twenty-Fourth Annual IEEE, Applied Power Electronics Conference and exposition. APEC 2009, Páginas 620-625.
- [5] Wu Chen, S. Y. Ron Hui “Elimination of an Electrolytic Capacitor in AC/DC Light-Emitting Diode (LED) Driver With High Input Power Factor and Constant Output Current”. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 27, NO. 3, Marzo 2012, Páginas 1598-1607.
- [6] Haibing Hu, Souhib Harb, Nasser H. Kutkut, Z. John Shen, and Issa Batarseh “A Single-Stage Microinverter without using Electrolytic Capacitors”. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 28, NO. 6, Junio 2013. Páginas 2677-2687.
- [7] Huang-Jen Chiu, Yu-Kang Lo, Chun-Yu Yang, Shih-Jen Cheng, Chi-Ming Huang, Ching-Chun Chuang, Min-Chien Kuo, Yi-Ming Huang, Yuan-Bor Jean, and Yung-Cheng Huang “A Module-Integrated Isolated Solar Microinverter”. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 60, NO. 2, Febrero 2013, Páginas 781-788.
- [8] “Grid-Connected Solar Microinverter Reference Design”. AN1444. Microchip Technology Inc. Estados Unidos de América. 2012.
- [9] Yuequan Hu, Laszlo Huber, and Milan M. Jovanović “Single-Stage Flyback Power-Factor-Correction Front-End for HBLED Application”. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. IAS 2009.
- [10] Manuel Arias, Diego G. Lamar, Javier Sebastián, Didier Balocco, and Almadidi Aguisa Diallo “High-Efficiency LED Driver without Electrolytic Capacitor for Street Lighting”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 49. NO. 1. Enero / Febrero 2013. Páginas 127-137.
- [11] “Reference Design Report for a >92% Efficient 75 W Power Factor Corrected LED Driver Using LinkSwitch PH-LNK420EG”. RDR-290. Power Integrations. Estados Unidos de América. Octubre 12, 2012

VII. Autores.

Ing. César Augusto Dávila Medina obtuvo su título como ingeniero en electrónica en el Instituto Tecnológico de San Luis Potosí, actualmente se encuentra cursando sus estudios de Maestría en el Instituto Tecnológico de Celaya, México.

M.C. Cecilia Gordillo Tapia obtuvo su título como Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica por parte del Instituto Tecnológico de Celaya, actualmente cursa sus estudios de doctorado en el CENIDET, México.

Convertidor CA/CD Bidireccional para Aplicación en Microredes de CD: Estado del Arte

***Rosa Isela Lores Rodríguez, *Elías José Juan Rodríguez Segura, *Julio Ortega Alejos, **Ciro Alberto Núñez Gutiérrez**

*Instituto Tecnológico de Celaya, Departamento de Ingeniería Electrónica, Av. Tecnológico y A. García Cubas, S/N, Col. Alfredo Bonfil, Celaya, Guanajuato, C.P. 38010, (461) 611 75 75 ext. 5164, rosaiselalores@hotmail.com.

**Universidad Autónoma de San Luis Potosí, Facultad de Ingeniería, Av. Manuel Nava 8, Zona Universitaria, San Luis Potosí, San Luis Potosí, C.P. 78290, (444) 817 3381 ext. 3008.

Resumen

Las microredes de CD se han propuesto como una buena alternativa para la integración de distintas fuentes de energía renovable y asimismo reducir las emisiones de gases nocivos al medio ambiente. La mayoría de estas fuentes de energía renovable suministran energía en CD. Por otro lado, la mayor parte de los dispositivos que se utilizan en la actualidad operan en CD, por lo que requieren una etapa de conversión de CA/CD para operar con la red eléctrica convencional. Las desventajas del uso de esta etapa de conversión adicional se asocian a pérdidas e inyección de armónicos a la red eléctrica. Lo anterior da sustento al uso de microredes de CD de modo que se logre un sistema de distribución más eficiente. Para la implementación de una microred de CD interconectada a la red, es necesario usar como interfaz entre el bus de CD y la red eléctrica un convertidor bidireccional CA/CD. En este documento se realiza una revisión del estado del arte de los convertidores bidireccionales CA/CD reportados en la literatura. Se desarrolla un análisis y clasificación de los convertidores según las características más destacables, como lo son su topología y método de control o compensación empleado.

Palabras Clave: Convertidor bidireccional, Interconexión a la red, Microred de CD.

I. Introducción

En la actualidad, la mayor parte de la energía producida en el mundo se obtiene a través de la quema de combustibles fósiles. Por ejemplo, en México el 80% de los combustibles fósiles se destina a la generación de energía eléctrica [1], los cuales es importante mencionar son una fuente de energía no renovable, además, el estilo de vida actual demanda un mayor consumo de energía eléctrica, lo que ha provocado que las reservas de combustibles fósiles comiencen a agotarse. El efecto de la sobre explotación de los combustibles fósiles es tal, que se considera ha alcanzado un nivel abrumador, de forma que al país le quedan tan solo 10 años seguros de extracción de petróleo [2]. Por otro lado, la generación de energía eléctrica a partir de la

quema de combustibles genera un impacto negativo al ambiente ya que produce gases nocivos que contribuyen al efecto invernadero, que son responsables del calentamiento global y cambios climáticos. Para aminorar estos problemas, el uso de fuentes de energías renovables se presenta como una alternativa viable para lograr la generación de energía eléctrica a través de técnicas de cero impacto ambiental.

México cuenta con un alto potencial para la explotación de energías renovables, en especial para la generación de energía eléctrica por medio de radiación solar. Se tiene una insolación media de 5kWh/m^2 [3], dato que sitúa al país entre uno de los países con mayor capacidad de radiación solar. Es por esto que en este trabajo se propone

el uso de paneles fotovoltaicos, aprovechando el potencial solar del país.

Como ya se sabe, los paneles fotovoltaicos son dispositivos que convierten energía solar en eléctrica en CD. En zonas aisladas o rurales, los sistemas fotovoltaicos autónomos aprovechan la energía del sol y la convierten en energía eléctrica, la cual es almacenada en un sistema de baterías de tal forma que se asegura la demanda de energía durante los periodos de baja insolación [4]. El diagrama a bloques de un sistema autónomo se muestra en la Fig. 1. En este sistema se requiere un módulo de conversión de energía eléctrica CD/CD para lograr la carga del sistema de almacenamiento y de un convertidor CA/CD para convertir la energía del almacenamiento a las características de la carga.

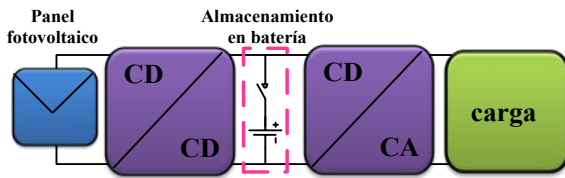


Fig. 1. Diagrama de bloques de sistema fotovoltaico autónomo.

En zonas urbanas se pretende inyectar la energía producida por paneles fotovoltaicos a la red eléctrica a través de un convertidor CD/CA [5] como se muestra en la Fig. 2, el cual debe cumplir con las normas para la interconexión a la red establecidas por la Comisión Federal de la Electricidad (CFE) [6].

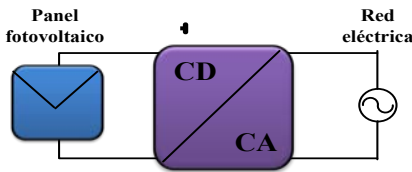


Fig. 2. Diagrama de bloques de sistema fotovoltaico para inyección a la red eléctrica.

Un aspecto a considerar en el diseño de nuevos sistemas de distribución de energía eléctrica es el aumento de cargas electrónicas. Estas cargas son dispositivos electrónicos que operan en CD, por lo que requieren de una etapa de conversión de energía de CA/CD para poder ser alimentados de la red eléctrica convencional. Lo anterior implica

un uso poco eficiente de la energía eléctrica, lo que genera un impacto negativo sobre la calidad de la energía, que se manifiesta con un bajo factor de potencia y un alto contenido armónico.

El hecho de que las celdas fotovoltaicas entreguen energía eléctrica en CD y que la mayoría de las cargas electrónicas operen también en CD, da pauta a la búsqueda de nuevos sistemas de distribución de energía más eficientes, como lo son las Microredes de CD.

II. Microredes de CD

Una Microred de CD es un sistema de distribución a pequeña escala que puede estar conectado o no con la red eléctrica. Está conformada por múltiples fuentes de energía renovables como celdas fotovoltaicas, sistemas de almacenamiento, entre otras. Las cuales se conectan al bus de CD por medio de convertidores de potencia como se muestra en la Fig. 3. A este sistema se conectan las cargas a través de un simple convertidor CD/CD, con lo que se reducen las etapas de conversión con respecto al sistema de distribución convencional.

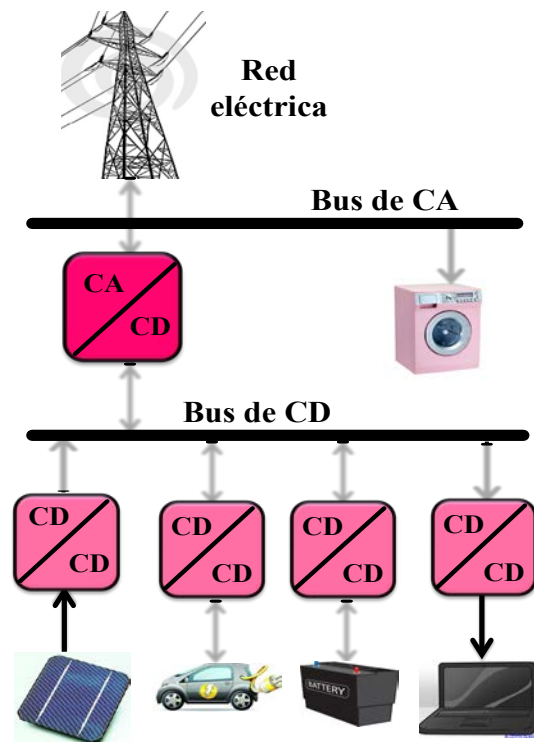


Fig. 3. Diagrama bloques de Microred de CD.

A través del sistema de almacenamiento por medio de baterías, este esquema asegura el suministro de energía a las cargas en caso de que la celda fotovoltaica o la red eléctrica no estén disponibles. Sin embargo, este sistema de almacenamiento presenta algunas desventajas que afectan la confiabilidad del sistema. La primera desventaja está asociada a la vida de la batería, la cual se sabe que es corta en comparación con la vida útil del panel fotovoltaico. Esto implica que deba reemplazarse este elemento en varias ocasiones durante la vida promedio estimada para el panel fotovoltaico, lo que genera costos adicionales. Por otro lado, evaluando desde el punto de vista ambiental, las baterías contienen químicos y metales pesados, que si no se confinan correctamente liberan sustancias nocivas para el subsuelo y la salud de los seres vivos [7].

Entonces, para llevar a cabo la interconexión con la red eléctrica se emplea un convertidor bidireccional CA/CD. Dentro de la microred, el convertidor bidireccional CA/CD es un elemento crítico, ya que de este depende la transferencia de energía entre el bus de CD y la red eléctrica. El convertidor bidireccional cuenta con dos modos de operación, los cuales se describen a continuación.

Durante los intervalos de tiempo en los que no se cuenta con condiciones climáticas favorables tales que la celda fotovoltaica no pueda asegurar el suministro de energía al bus de CD, el convertidor bidireccional opera en modo rectificador. Durante este modo de operación se emplea a la red eléctrica como fuente de alimentación para asegurar el nivel de voltaje óptimo del bus de CD. Durante los intervalos de operación en los cuales exista un exceso de energía en el bus de CD, generada por la celda fotovoltaica, la energía excedente debe ser inyectada a la red eléctrica, para lo cual el convertidor CA/CD opera en modo inversor. En dicho modo, para que el convertidor bidireccional CA/CD inyecte correctamente energía a la red eléctrica cumpliendo con la normativa antes mencionada, se requiere de un

circuito PLL (Phase Locked Loop). Este circuito realiza la detección del ángulo de fase y frecuencia en la cual se desea inyectar energía a la red eléctrica [8].

En sistemas interconectados a la red eléctrica, se tienen que considerar aspectos tales como satisfacer las magnitudes de voltaje y frecuencia de la línea, asimismo evitar la inyección de armónicos a la red eléctrica. En México, los protocolos y límites permitidos para la interconexión a la red eléctrica los establece la Comisión Federal de Electricidad en la norma G-100-04[7].

Después de lo antes mencionado, queda clara la importancia del convertidor bidireccional CA/CD dentro de la operación de la microred de CD. Es por eso que a continuación se presenta una revisión de las generalidades de los convertidores bidireccionales CA/CD empleados en microredes de CD.

III. Clasificación de Convertidores Bidireccionales CA/CD

Esta sección se presenta una clasificación de los convertidores bidireccionales CA/CD reportados en la literatura, organizados por las características que los distinguen, tales como su topología y técnicas de control empleadas o compensación que utilizan.

a) Topologías de convertidores bidireccionales CA/CD

En la literatura se han reportado diversas topologías basadas en convertidores bidireccionales CA/CD. Estos convertidores se proponen para Microredes de CD y vehículos eléctricos, sólo por mencionar algunas.

La Fig. 4 muestra un convertidor CA/CD [9]. El esquema se basa un convertidor dual reductor y cuenta con las características de un medio puente convencional. Una de las ventajas del convertidor se destaca que sólo cuenta con un interruptor en una sola rama.

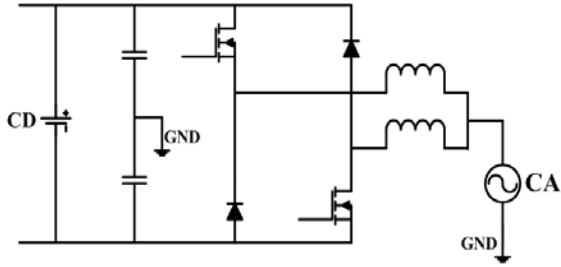


Fig. 4. Diagrama esquemático de convertidor bidireccional CA/CD [9].

La conmutación de los dispositivos empleados en esta topología se realiza en alta frecuencia. La eficiencia que presenta es del 97.8% en modo rectificador y en modo inversor.

Un convertidor bidireccional CA/CD utilizado en aplicaciones de vehículos eléctricos es el que se presenta en [10]. En la Fig. 5 se observa el diagrama de la topología. Esta topología está conformada por un inversor puente completo en cascada con un convertidor CD/CD tipo reductor/elevador. Este convertidor opera con un bus de CD de 380V a una fuente de CA de 230V a 50Hz.

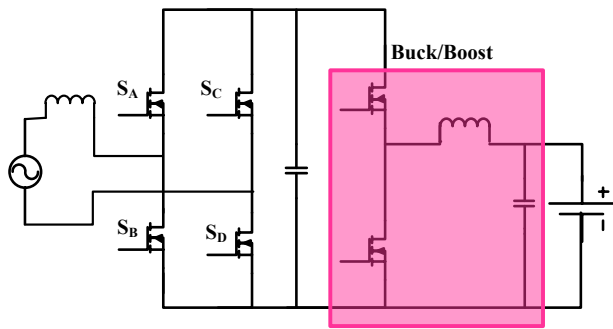


Fig. 5. Diagrama de esquemático convertidor bidireccional CA/CD [10].

Un esquema muy parecido se reporta en [11], en donde se resalta la ventaja del bajo costo de la topología, esto se debe a que el convertidor se conforma por un rectificador puente completo con SCR's tal y como se muestra en la Fig. 6. Además, cuenta con un convertidor CD/CD reductor/elevador en cascada con el puente completo.

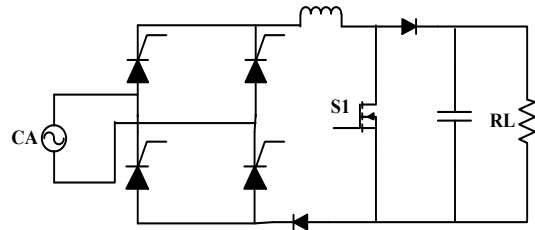


Fig. 6. Diagrama esquemático de convertidor bidireccional CA/CD [11].

Los convertidores antes mencionados cuentan con una característica en común, la ausencia de aislamiento galvánico. El aislamiento galvánico brinda protección al sistema en caso de falla en la red eléctrica o viceversa, por esta razón el aislamiento galvánico incrementa la confiabilidad del sistema.

En este sentido, se han reportado en la literatura convertidores bidireccionales CA/CD con aislamiento galvánico tanto en baja como en alta frecuencia. Una de las ventajas de operar los convertidores de potencia en alta frecuencia es que el menor volumen y peso del transformador de aislamiento se reduce considerablemente, comparado con un transformador de un convertidor operado en baja frecuencia.

A continuación se presentan algunos convertidores bidireccionales CA/CD con aislamiento galvánico reportados en la literatura.

En [12] y [13] se reporta un puente completo controlado con aislamiento galvánico que opera en baja frecuencia. En la Fig. 7 se muestra el diagrama esquemático estas topologías.

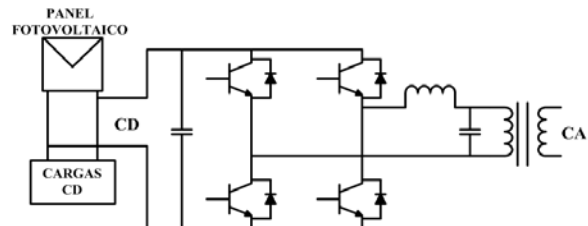


Fig. 7. Diagrama esquemático de convertidor bidireccional CA/CD [12] y [13].

Es importante destacar que estas topologías omiten el uso de almacenamiento de energía a

través baterías, lo que implica que la energía generada por el panel fotovoltaico que no es requerida por las carga se inyecta directamente a la red de CA.

Como ya se mencionó anteriormente, una alternativa para conseguir aislamiento es emplear un transformador en alta frecuencia, como se reporta en [14]-[17].

En [14] se presenta un convertidor bidireccional CD/CA con aplicación en sistema fotovoltaico autónomo. En esta aplicación, la fuente de energía es el panel fotovoltaico y el sistema de almacenamiento basado en baterías asegura la demanda de energía requerida por la carga. El diagrama esquemático del convertidor antes mencionado se presenta en la Fig. 8.

Esta topología está conformada por un convertidor *push-pull*. La primera etapa de la topología opera como un inversor y la segunda etapa opera como un convertidor CA/CA. Ésta última etapa transforma la señal cuadrada en alta frecuencia entregada por la primera etapa, a una forma de onda modulada por ancho de pulso en baja frecuencia.

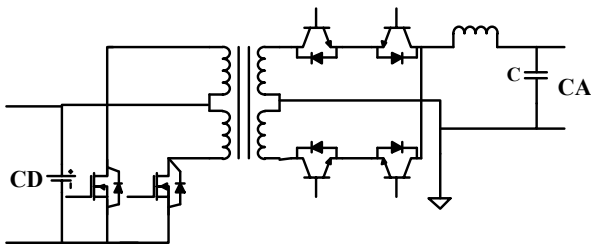


Fig. 8. Diagrama esquemático de convertidor bidireccional CD/CA [14].

La Fig. 9 muestra una topología reportada en [15], la cual está conformada por una etapa de convertidor CA/CA del lado primario del transformador y por un convertidor CA/CD basado en una topología puente completo.

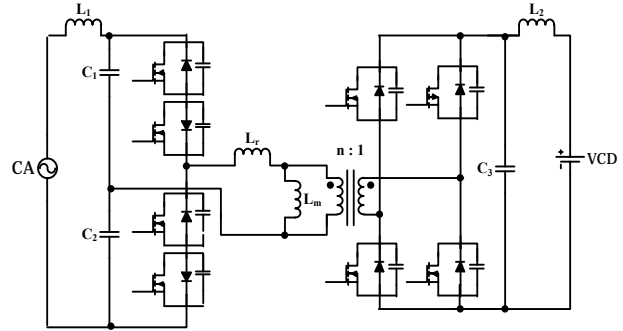


Fig. 9. Diagrama esquemático de convertidor bidireccional CA/CD con aislamiento galvánico [15].

Esta topología asegura un alto factor de potencia así como la eliminación de los armónicos en alta frecuencia de la red eléctrica mediante un filtro LC y los capacitores C_1 y C_2 absorben los armónicos de corrientes en alta frecuencia causados por la conmutación. La eficiencia reportada de la topología es del 97.8% a plena carga.

En la Fig. 10 se observa el esquema reportado en [16]. Esta topología se compone por un módulo de convertidor CA/CD, un transformador que opera en alta frecuencia y un módulo de convertidor CD/CD con aislamiento galvánico en alta frecuencia. Para reducir las pérdidas por conmutación, el esquema propone utilizar una técnica de conmutación unipolar. La eficiencia de esta topología es del 98.6% a plena carga, aunque cabe mencionar que esta eficiencia corresponde solamente al módulo de convertidor CA/CD.

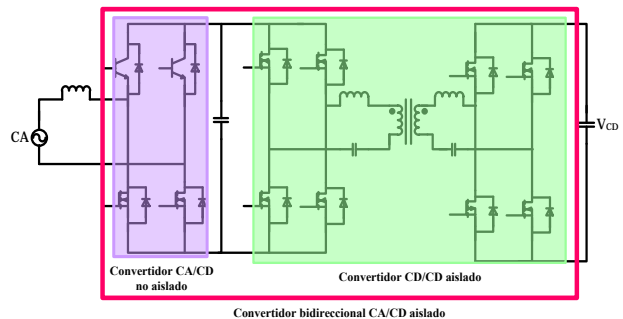


Fig. 10. Diagrama esquemático de convertidor bidireccional CA-CD con aislamiento galvánico [16].

Por otro lado, en [17] se reporta un convertidor CD/CA, el cual se muestra en la Fig. 11. Este convertidor se conforma por un convertidor CD/CA en alta frecuencia, un transformador en alta frecuencia y un convertidor CA/CA. El filtro LC ubicado a la salida elimina los armónicos en alta frecuencia y entrega a la carga una señal senoidal. En este caso el convertidor reporta una eficiencia del 94.5% a plena carga.

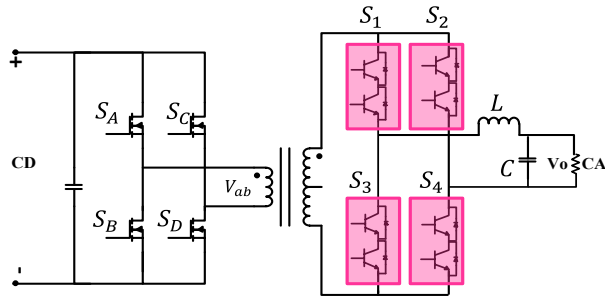


Fig. 11. Diagrama esquemático de convertidor bidireccional CD/CA con aislamiento galvánico [17].

b) Controlador y Sincronización con la red eléctrica

El elemento que asegura la operación del sistema dentro de las condiciones deseadas es el controlador. La mayoría de los convertidores reportados en este artículo utilizan un controlador PI, como es el caso de los convertidores reportados en [9]-[14]. El convertidor reportado en [9] implementa un compensador QPR (Quasi-Proporcional Resonante), el cual presenta la función de transferencia que se muestra en la ecuación (1)

$$G_i(s) = k_p + k_r \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (1)$$

Donde

k_p = ganancia proporcional

k_r = ganancia resonante

ω_c = equivalente al ancho de banda del controlador resonante

ω_0 = frecuencia angular rad/s

Este compensador incrementa la ganancia en la frecuencia fundamental, lo que se traduce en una reducción de los armónicos de corriente. Además, otra característica sobresaliente de este compensador es que elimina el error en estado

estable, a pesar de cambios en la carga. En [14] se utiliza un compensador PR (Proporcional Resonante), cuyo diagrama de bloques se muestra en la Fig. 12.

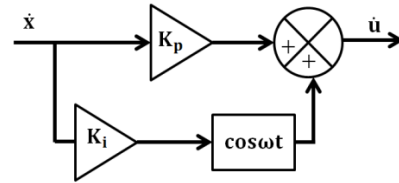


Fig. 12. Diagrama a bloques de compensador PR.

Lo cual hace que el sistema tenga una mejor respuesta transitoria, se comporta estable ante cambios de carga y presenta poco error en estado estacionario, aunque este último parámetro es menor en comparación con emplear de un controlador PI en conjunto con la transformada DQ.

En [17] se utiliza un compensador LQR+I (Regulador Cuadrático Lineal), que se basa en un controlador PI más la transformación DQ. En la Fig. 13 se muestra el esquema del compensador.

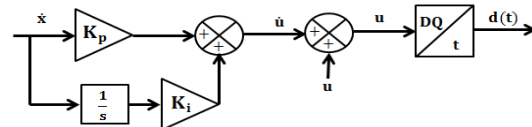


Fig. 13. Diagrama a bloques del compensador LQR+1.

Este regulador es utilizado en sistemas de control en lazo cerrado de múltiples variables retroalimentadas, ya que evita que el sistema se sature.

Por otro lado, para llevar a cabo la sincronización con la red, el esquema mostrado en [13] utiliza un circuito PLL basado en la transformada DQ monofásica, que logra eliminar el error en estado estable. En la Fig. 14 se muestra la forma del controlador para el circuito junto con el PLL.

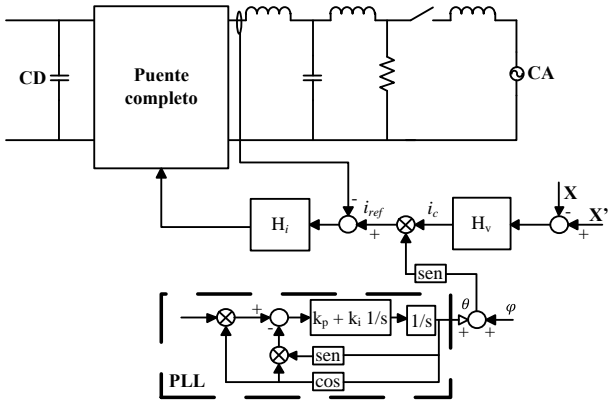


Fig. 14. Diagrama a bloques del convertidor con controlador y PLL.

IV. Características Deseables en Convertidores Bidireccionales CA/CD

Ciertas características con las que un convertidor bidireccional CA/CD interconectado con la red eléctrica debe cumplir. Como lo son, al funcionar como rectificador es indispensable cumplir con la norma IEC1000-3-2 sobre inyección de armónicos. De la misma forma, al operar como inversor se debe satisfacer la norma G0100-04 la cual indica las condiciones para la interconexión a la red eléctrica. Entre las condiciones de interconexión definidas por la norma se encuentra, la forma de onda senoidal con amplitud de 120V con una tolerancia de $\pm 10\%$, THD de 5%, un rango de frecuencia de 59.2Hz a 60.8Hz. Además, para realizar la inyección de energía a la red eléctrica, es necesario que la sincronización se realice en un tiempo mínimo, lo deseable es que este lapso de tiempo sea menor a 5 minutos.

Por otro lado, se requiere un circuito de protección cuando el sistema opera en modo isla, cuyo esquema se muestra en la Fig. 15.

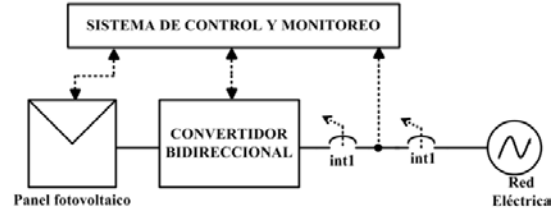


Fig. 15. Localización de interruptores para modo isla.

El modo isla es un requerimiento de protección que exige la CFE, para periodos de tiempo en los que se pierde suministro en la red eléctrica o la compañía necesita hacer maniobras, es necesario que se asegure que no se esté inyectando energía a la red eléctrica por parte del convertidor bidireccional CA/CD, esto principalmente para la seguridad de los trabajadores de la empresa.

V. Comparación de Topologías

Un análisis de las topologías presentadas en la sección III, se puede visualizar en la Tabla 1 en la que se muestran las características sobresalientes de cada topología. Como se observa en la tabla, por motivos de seguridad la tendencia de los convertidores bidireccionales CA/CD es contar con aislamiento galvánico, lo que permite proteger a la Microred de CD de posibles fallas producidas en la red eléctrica o viceversa.

Otro aspecto importante es el número de dispositivos controlados, aquí una característica deseable es contar con el menor número de dispositivos controlados y al mismo tiempo que el sistema cuente con la mayor eficiencia posible. La mayoría de las topologías que cuentan con aislamiento galvánico en alta frecuencia cuentan con un mayor número de dispositivos controlados, lo cual podría verse reflejado en pérdidas por conmutación, si y sólo si la mayoría de los dispositivos se encuentran operando al mismo tiempo.

Características Conv.	[10]	[11]	[12]	[13]	[14]	[15]	[16]	[17]	[18]
Aislamiento	No	No	No	Sí#	Sí#	Sí	Sí	Sí	Sí
N° dispositivos controlados	2	6	2	4	4	6	8	12	12
Eficiencia %	97.8*	--	--	--	--	--	97.8*	94.5*	--
Potencia kW	1	1.2	--	--	6	--	3.3	5	0.16
Controlador/ Compensador	PI QPR	PI	PI	PI	PI	PI PR	--	--	LQR+I

Tabla 1. Análisis de topologías presentadas.

* A plena carga

-- No especifica

En baja frecuencia

VI. Conclusiones

En este artículo se presentaron las características más destacables de los convertidores bidireccionales CA/CD reportados en la literatura. Este elemento es el más importante dentro de la microred de CD, ya que es el encargado de realizar el enlace entre la red eléctrica y el bus de CD.

Dentro de las características destacables, se observó la tendencia a contar con aislamiento galvánico, debido a que se protege al sistema contra alguna falla que pudiese presentarse del lado de CA o viceversa.

Otra característica deseable e importante en los convertidores bidireccionales CA/CD, es contar con un alto factor de potencia, de tal forma que al funcionar en modo rectificador se inyecte la menor cantidad posible de armónicos a la red eléctrica. La mayoría de los convertidores reportados en este trabajo cuentan con esta característica. Asimismo, una característica deseable es contar con una alta eficiencia como la observada en [15], pero a su vez, es importante que se mantenga la eficiencia ante cambios de carga y presentando bajo contenido armónico, como se muestra en [16], en donde se utiliza un compensador para lograr ésta característica.

Por otro lado, en una Microred de CD de uso residencial, en la cual es poco probable que se

pierda el suministro de energía de la red eléctrica y al mismo tiempo se pierda el suministro del panel fotovoltaico, no es vital contar con un sistema de almacenamiento. Además, un sistema de almacenamiento basado en baterías para dicha no es rentable, debido a la corta vida útil del dispositivo, lo cual se refleja en costos adicionales. Aunado a lo anterior, existen problemas ambientales asociados al mal confinamiento de las mismas. Para el evitar el uso de almacenamiento en baterías, una buena opción es llevar a cabo el almacenamiento en la red eléctrica, de tal manera que cuando exista un exceso de energía en la Microred de CD, ésta sea entregada a la red eléctrica y que por la noche o días de poca insolación se tome el suministro de la red eléctrica. Con esto, se pretende que finalmente exista un balance y el consumo total sea cero. De esta manera, se reduce la demanda de energía a la compañía suministradora, al mismo tiempo que se reduce el CO₂ emitido al medio ambiente y los gases de efecto invernadero.

VII. Referencias

- [1] Perspectiva del Sector Eléctrico 2008-2017, Secretaría de Energía, México, 2008.
- [2] Reservas de Hidrocarburos al 1 de enero del 2012, Petróleos Mexicanos, México, 2012.
- [3] Secretaría de Energía, Deutsche Gesellschaft für Internationale Zusammenarbeit, Energías Renovables para

- el Desarrollo Sustentable en México, México. 2006.
- [4] Reza Nasiri, Ahmad Radan, “Adaptative Pole-Placement Control of 4 leg voltage-source inverters for standalone photovoltaic systems”, *Renewable Energy*, Vol. 36, 2011, pp. 2032-2042.
- [5] J. Espinosa Sánchez. “Sistemas de Cogeneración Fotovoltaica”. Tesis de Maestría, Universidad Autónoma de San Luis Potosí. 2010
- [6] Comisión Federal de Electricidad. Especificación CFE G0100-04: Interconexión a la Red Eléctrica de Baja Tensión de Sistemas Fotovoltaicos con Capacidad Hasta 30Kw. México. 2008.
- [7] J. Castro, M. Díaz. “La contaminación por pilas y baterías en México, Secretaría de Medio Ambiente y Recursos Naturales, <http://www2.inecc.gob.mx/publicaciones/libros/438/cap5.html>, agosto de 2013.
- [8] Ciobotaru, M., Teodorescu, R., Blaabjerg, F., “A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator”, *Power Electronics Specialist Conference 37th IEEE*, 2006, pp. 1-6
- [9] H. Qian, J. S. Lai, J. Zhang, W. Yu, “High-Efficiency Bidirectional AC-DC Converter for Energy Storage Systems, Energy Conversion Congress and Exposition”. 2010. pp. 3224-3229.
- [10] A. K. Verma, B. Singh, D. T. Shahani, “Grid to Vehicle and Vehicle to Grid Energy Transfer Using Single-Phase Bidirectional AC-DC”, *International Conference on Energy, Automation and Signal(ICEAS)*, 2011, pp 1-5.
- [11] S.Y.R. Hiu, H.S.H. Ching, Siu-Cung Yip, “A bidirectional AC-DC Power Converter with Power Factor Correction”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, 2002, pp 942-948.
- [12] D. Dong. “Modeling and Control Desing of a Bidirectional PWM Converter for Single-Phase Energy Systems”, Tesis de Maestría, 2009.
- [13] D. Dong, T. Thracker, I. Cyetkovic, R. Burgos, D. Boroyevich, F. Wang, G. Skutt. “Modes of Operation and System-Level Control of Single-Phase Bidirectional PWM Converter for Microgrid Systems, Smart Grid”. *IEEE Transactions on*. Vol. 3, pp. 93-104.
- [14] M. M. Dumenjo, S. B. Monge, J. D. Yus, J. R. Delgado. “A Novel Pulsewidth Modulation to Operate a Bidirectional Two-Stage DC-AC Converter with High-Frequency Isolation in Discontinuous Conduction Mode for Photovoltaic Applications”, *European Conference on Power Electronics and Applications*, 2010, pp. 1-8.
- [15] F. Jauch, J. Biela. Single-Phase Single-“Stage Bidirectional Isolated ZVS AC-DC Converter with PFC”, *Power Electronics and Motion Control Conference(EPE/PEMC)*, 2012, 15th International, pp LS5d. 1-1 – LS5d.1-8
- [16] H. S. Kim, M.H. Ryu, J. W. Baek, J. H. Jung. “High-Efficiency Isolated Bidirectional AC-DC converter for a DC Distribution System”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol 28, 2013, pp 1642-1654.
- [17] J. Beristáin, F. Bordonau, M. Busquets, S. Rocabert, V. Murillo. “Single Phase DC/AC Bidirectional Converter with High Frequency Isolation”, *Revista de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación*, Vol. 2, 2006, pp 1-6.

VIII. Autores

Ing. Rosa Isela Lores Rodríguez Obtuvo su título como Ingeniero en Mecatrónica por la Universidad Politécnica de Victoria en 2012, actualmente se encuentra cursando estudios de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico de Celaya.

Dr. Elías José Juan Rodríguez Segura
Miembro del Sistema Nacional de Investigadores
Nivel 1 y profesor investigador de tiempo
completo en el Instituto Tecnológico de Celaya.

M. en C. Julio Ortega Alejos Obtuvo su título
como Maestro en Ciencias en Ingeniería
Electrónica en el Instituto Tecnológico de
Celaya, actualmente trabaja en el CETMEJA y
participa en proyectos de investigación con el
ITC.

Dr. Ciro Núñez Guitérrez Doctor en Ciencias
en Electrónica de Potencia por el CENIDET en
2002, a partir de ese año trabaja como profesor
Investigador en el posgrado de la Facultad de
Ingeniería de la UASLP. Actualmente es
Miembro del Sistema Nacional de Investigadores
nivel 1.

Inversor de Pequeña Escala para Aplicación en Cargadores de Celulares

***Luis Carlos Gallegos Hernández, *Mariela Serna Serna, *Marco Antonio Ávalos Salazar,
*Eduardo Salinas Rodríguez, **Francisco Javier Chavero Hernández**

* Universidad Tecnológica del Norte de Guanajuato, Área Industrial Eléctrica y Electrónica, Av. Educación Tecnológica No. 34, Fracc. Universidad, C.P. 37800, Dolores Hidalgo Cuna de la Independencia Nacional, Guanajuato, 01 (418) 1825500 Ext. 1342, 1345, correo electrónico: merolc@ieee.org, mariela.serna@utng.edu.mx.

** Instituto Tecnológico de Celaya, Departamento de Electrónica, Av. Tecnológico y Av. García Cubas S / N, C.P. 38010, Celaya Guanajuato, 01(461) 6117575.

Resumen

El uso de energías renovables cada vez es más común y más necesario para la alimentación de dispositivos dentro de nuestra vida cotidiana. El presente trabajo muestra el funcionamiento de un inversor puente completo. La aplicación propuesta es un cargador de celulares alimentado de un panel fotovoltaico. La modulación empleada en el inversor puente completo es SPWM programada en un microcontrolador PIC18F2520. La etapa de inversión se llevará a cabo a niveles bajos de voltaje y posteriormente un transformador elevador llevará el voltaje hasta los 127VCA. Se requiere además una etapa de filtrado y los resultados obtenidos se presentan para diferentes cargas y diferentes condiciones de radiación solar.

Palabras Clave: Filtro LC, Inversor, Microcontrolador, Modulación SPWM, Panel Fotovoltaico, Transformador.

I. Introducción

La radiación solar puede ser transformada directamente en energía eléctrica. A este fenómeno se le denomina efecto fotovoltaico. Las primeras aplicaciones de este fenómeno comienzan en 1970. Desde esa fecha, una sucesión de nuevos procesos industriales, junto con la expansión del mercado de consumo permitieron una reducción del costo de los paneles generadores (más de 100 veces desde su debut) [1].

En México se dispone de pocos estudios de mercado, y estos [2, 3] dan mucho peso a la energía nuclear resultando con ello que en la situación tecnológica la energía solar juega un papel muy discreto.

Este trabajo forma parte del proyecto ante PROMEP: “Sistema de ahorro de energía eléctrica empleando energías limpias” del cuerpo académico “Sistemas Alternos y Mecatrónica”, UTNGTO-CA-4.

Por ejemplo E. López Vancell y C. Vélez Ocón en [4], suponen que la energía solar entra al mercado en el año 2000 con una aportación de solo 1% dándole a la vez un crecimiento demasiado rápido, de tal suerte que para el año 2012 esta ocupara el 10% (véase la Tabla 1)

Energía Primaria	Consumo anual (Billones de Kcal)	Fracción del mercado
Crudo	506	0.151
Gas	2045	0.610
Carbón	290	0.086
Fisión	168	0.050
Hidráulica y Geotermia	312	0.093
Solar	33	0.010
Totales	3 354	1.000

Tabla 1. Demanda nacional del mercado total de energéticos para el año 2000.

Para hacer estimaciones del potencial de energía solar en una región y así determinar la constante solar, se requieren series largas de mediciones en campo de la radiación atmosférica en la superficie.

La constante solar es la cantidad de energía solar que llega a la atmósfera superior de la Tierra por unidad de superficie. Su magnitud puede variar según las condiciones atmosféricas, la hora del día o la latitud. En México tenemos uno de los mayores índices, en promedio 5 kW/m^2 [5].

Para recolectar los rayos del sol y aprovecharlos utilizamos los paneles solares, que comprenden tanto a los sistemas fotovoltaicos como a los fototérmicos, y están compuestos por numerosas celdas también llamadas celdas fotovoltaicas, hechas principalmente de silicio, un semiconductor que cuando es contaminado o dopado con determinados materiales, se obtienen propiedades eléctricas únicas en presencia de la energía solar.

Otro dispositivo de gran importancia en un sistema fotovoltaico es el inversor, cuyo propósito es cambiar el voltaje de CD a la entrada a un voltaje simétrico de salida en CA, con una magnitud y una frecuencia. Tanto el voltaje de salida como la frecuencia pueden ser fijos o variables. Si se modifica el voltaje de entrada CD y la ganancia del inversor se mantiene constante, es posible obtener un voltaje variable de salida.

En los inversores ideales, la forma de onda del voltaje de salida debería ser senoidal. Sin embargo, en los inversores reales no pasa esto y el voltaje contiene cierta distorsión armónica. Para aplicaciones de mediana y baja potencia, se pueden aceptar los voltajes de onda cuadrada o casi cuadrada; para aplicaciones de alta potencia, son necesarias las formas de onda senoidales de baja distorsión armónica. Dada la disponibilidad de los dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad, es posible minimizar o reducir significativamente el contenido armónico del voltaje de salida mediante técnicas de conmutación.

El uso de los inversores es muy común en aplicaciones industriales tales como la propulsión de motores de CA de velocidad variable, la calefacción por inducción, las fuentes de respaldo y las de poder, etcétera. La entrada puede ser una batería, una celda combustible, un panel fotovoltaico u otra fuente de CD.

Dentro de la clasificación de los inversores se encuentra el monofásico con la topología puente completo, el cual tiene las siguientes características:

- Tensión máxima que deben soportar los interruptores de potencia: U_B , mas las sobretensiones que se originen por elementos parásitos en aplicaciones prácticas.
- Tensión máxima en la carga U_B , por tanto para igual potencia corrientes más bajas que la topología medio puente.
- Topología adecuada para tensión en la batería alta y potencia en la carga alta.
- Doble número de Interruptores de potencia que en el medio puente y que en el Push-Pull y de control más complejo por no tener una terminal referida tierra.

En la figura 1 se muestra la etapa de potencia del inversor puente completo mencionado.

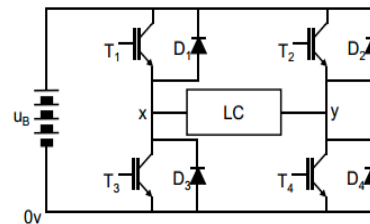


Fig. 1. Circuito inversor monofásico de puente completo.

En cambio la figura 2 muestra la forma de onda de salida del inversor puente completo, como podemos observar en este tipo de inversores la forma de onda del voltaje en la carga es cuadrada y necesita la presencia de un filtro para eliminar los armónicos y así recuperar la frecuencia fundamental. Con el fin de facilitar el filtrado y llevar los armónicos de voltaje lejos de la frecuencia fundamental de operación se utilizan

técnicas de modulación, esto es comparar una señal senoidal a la frecuencia de trabajo con algunas señales dientes de sierra, triangulares y de diferentes formas, pero con la característica que estas señales sean a una frecuencia mucho mayor que la frecuencia de trabajo para que los armónicos en la señal de salida estén alejados y el orden del filtro que se necesite sea menor.

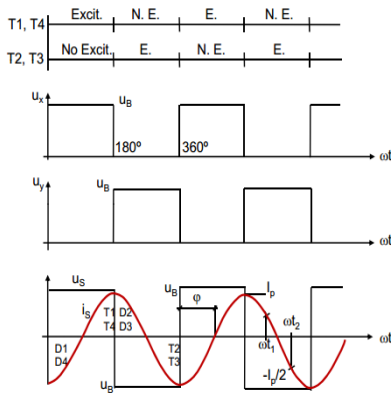


Fig. 1. Forma de onda de inversor monofásico de puente completo.

En el presente trabajo se describe con la finalidad de desarrollo tecnológico un inversor puente completo, con una modulación *SPWM* (por sus siglas en inglés) que pueda ser alimentado por medio de un panel solar o también a través de una batería cargada previamente. Se detalla cada una de las fases del diseño y se finaliza con la implementación experimental del circuito de control y de la etapa de potencia. Otra de las metas a conseguir a un futuro cercano es implementar muchos prototipos similares a este y colocarlos en puntos estratégicos de la Universidad Tecnológica del Norte de Guanajuato para promover el uso de energías alternativas y en pequeña medida reducir el consumo de energía eléctrica del inmueble.

II. Desarrollo

• *MODULACIÓN SPWM*

En la modulación senoidal por ancho de pulso la señal de referencia es una onda senoidal, por lo que el ancho de pulso varía en función de la amplitud de la onda evaluada en el centro del mismo pulso. Las señales de compuerta se generan al comparar la señal senoidal de

referencia con una onda portadora triangular, como se muestra en la figura 3. La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia de la salida del inversor, y su amplitud es controlada por el índice de modulación. Modulando la anchura del pulso senoidalmente se obtiene una forma de onda muy parecida a la senoidal a la salida del inversor.

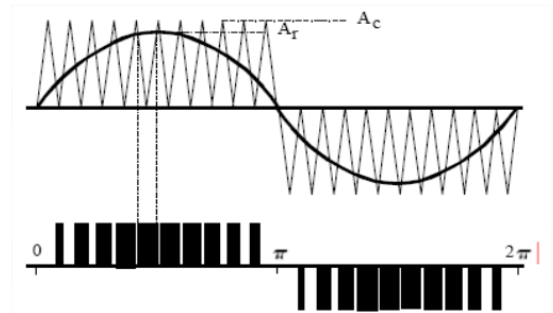


Fig. 3. Modulación Senoidal del Ancho de Pulso.

En los inversores modulados se busca que la frecuencia de conmutación de los interruptores de potencia sea mucho mayor que la frecuencia de salida, lo anterior para facilitar el filtrado y así desplazar los armónicos a altas frecuencias donde son fácilmente filtrables.

El índice de modulación (m_a) antes mencionado está dado por la siguiente relación de amplitudes:

$$m_a = \frac{V \max_{control}}{V \max_{triangular}} \tag{1}$$

Donde $Vmax_{control}$ es el valor pico de la señal senoidal, también llamada onda portadora, la cual determinará la frecuencia de la salida del inversor, y $Vmax_{triangular}$ que es el valor pico de la señal triangular también llamada onda moduladora, la cual determinará la frecuencia de aparición de los primeros armónicos de salida del sistema.

De manera similar la relación de la frecuencia de modulación (m_F) se obtiene de la siguiente manera:

$$m_F = \frac{f_{triangular}}{f_{control}} \tag{2}$$

La figura 4 muestra que dentro de la modulación *SPWM* existen cuatro regiones de trabajo. Las características de la señal de salida en cada región se mencionan a continuación.

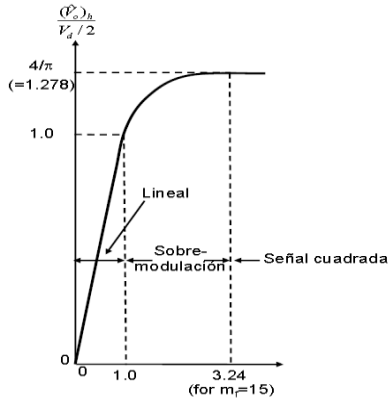


Fig. 4. Regiones de la modulación SPWM.

Zona lineal.

- La relación de amplitud de modulación está comprendida entre 0 y 1.
- La amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida es proporcional a m_a .

$$(V_o)_1 = m_a \cdot V_d \quad (3)$$

- Existe una banda de armónicos alrededor de m_F , $2m_F$, $3m_F$, etc.

Sobre-modulación.

- La relación de amplitud de modulación es mayor que 1.
- Se producen muchos más armónicos.
- La amplitud de los armónicos dominantes en la zona lineal, no son dominantes durante la sobre-modulación.
- La amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida no solamente depende de m_a , sino también depende de m_F , por lo cual la relación con la tensión de entrada deja de ser lineal.

Onda cuadrada.

- La amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida, toma

el valor máximo durante todo este periodo.

- El valor máximo de amplitud es de 1.273 veces la tensión de entrada.
- El número de armónicos es mayor que en los casos anteriores, por lo tanto la tensión a la salida es menos parecida a una señal senoidal pura.

• **ESQUEMA UTILIZADO**

En la figura 5 se representa un diagrama de bloques donde se puede apreciar la conexión básica del inversor.

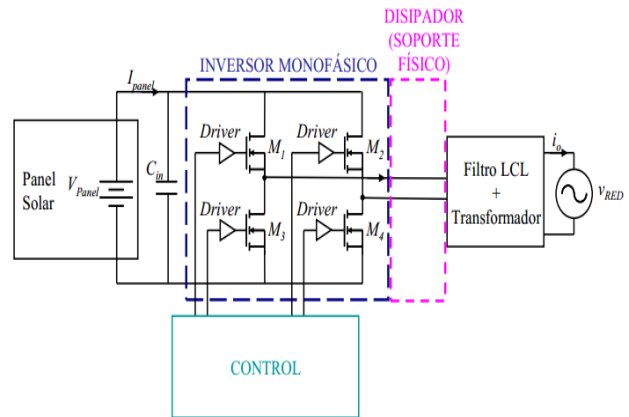


Fig. 5. Conexión básica del inversor monofásico.

El control del inversor se basa en la técnica *SPWM*, la cual se encuentra programada en el microcontrolador PIC18F2520 que se utiliza para generar los pulsos de conmutación de los MOSFETs de la etapa de potencia. El sistema propuesto puede ser alimentado por un panel solar o por medio de una batería.

Para poder obtener una modulación *SPWM* se realizaron tres simulaciones en donde la primera tiene un índice de modulación igual a uno, otra se encuentran en la región lineal y la última en la región de sobre-modulación. Los tiempos para poder conmutar los MOSFET se obtuvieron de acuerdo al tiempo de apagado y encendido de los interruptores en cada simulación. Los tiempos de conmutación se implementaron por medio de retardos a través del PIC18F2520.

• **MICROCONTROLADOR**

A continuación en la figura 6 se muestra el diagrama de flujo del programa implementado en el PIC18F2520. Como se observa el microcontrolador está en todo momento censando el voltaje de la celda o de la batería a través de su convertidor analógico/digital; cuando el voltaje es mayor a 12VCD el microcontrolador genera el patrón de pulsos *SPWM* previamente programado, es hasta entonces cuando el inversor presenta un voltaje a su salida dependiendo del voltaje que haya en la celda o en la batería, una vez que el voltaje de entrada al inversor cae por debajo de los 8VCD el microcontrolador se cicla esperando que el voltaje en la entrada vuelva a ser mayor a 12VCD, lo que indica que la batería se encuentra cargada o que existe radiación solar suficiente para alimentar las cargas que se conecten al sistema.

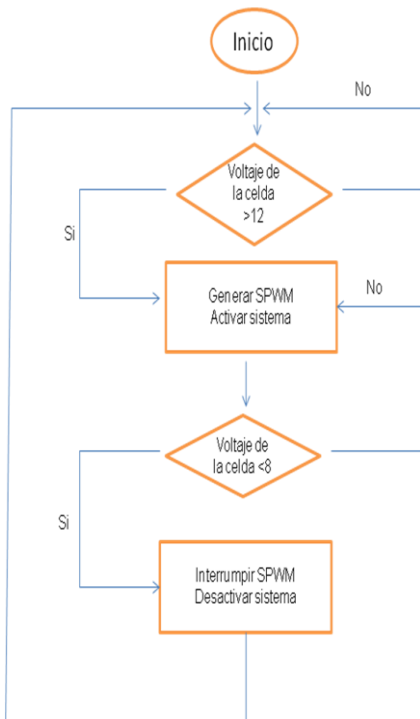


Fig. 6. Diagrama de flujo del programa para le PIC18F2520.

En base a resultados de modulación *SPWM* en el simulador PSIM se obtienen los tiempos requeridos para la conmutación de los MOSFETs, para ello se requirió hacer un programa utilizando el PIC18F2520 en donde 4 de sus salidas de cualquier puerto presentarían los

pulsos de acuerdo a los tiempos obtenidos en la comparación entre las señales previamente simuladas.

En la tabla 2 se muestran los valores obtenidos a partir de la simulación en PSIM, se aprecia que cuando el tiempo está entre 0 y 82.1µs los interruptores S1 y S3 se encuentran apagados. Cuando S1 cambia su estado a alto y S3 aun esta en bajo, comienza el siguiente retardo comprendido entre 82.1µs y 84.07µs. Teniendo una resultante de 1.97µs. Cuando S1 y S3 se encuentran en alto, el tiempo comienza en 84.07µs y termina en 164.2µs, teniendo una resultante de 80.13µs. Y así sucesivamente se van tomando los valores de cada cambio de S1 y S3, tomando el valor resultante como el tiempo a programar en el microcontrolador.

S1	S3	Tin	Tout	RESULTANTE
0	0	0	82.1	82.1
1	0	82.1	84.07	1.97
1	1	84.07	164.2	80.13
1	0	164.2	168.62	4.42
0	0	168.62	246.79	78.17
1	0	246.79	252.69	5.9
1	1	252.69	328.88	76.19
1	0	328.88	337.24	8.36
0	0	337.24	411.47	74.23

Tabla 2. Relación de como se obtuvieron los tiempos para los pulsos del PIC.

Para las otras dos señales de compuerta simplemente se dio un tiempo muerto a las mismas señales de S1 y S3, y además se obtuvo su complemento ya que como se sabe no pueden estar encendidos al mismo tiempo dos interruptores de la misma rama, ya que esto provocaría un corto circuito en la celda o en la batería que alimenta al sistema.

III. Resultados

En este apartado se presentan los resultados obtenidos a partir de dos prototipos implementados. Los prototipos están conformados por un convertidor CD-CA, el circuito de control *SPWM* programado en el PIC18F2520 y LED's indicadores. Los prototipos construidos se muestran en la figura 7.

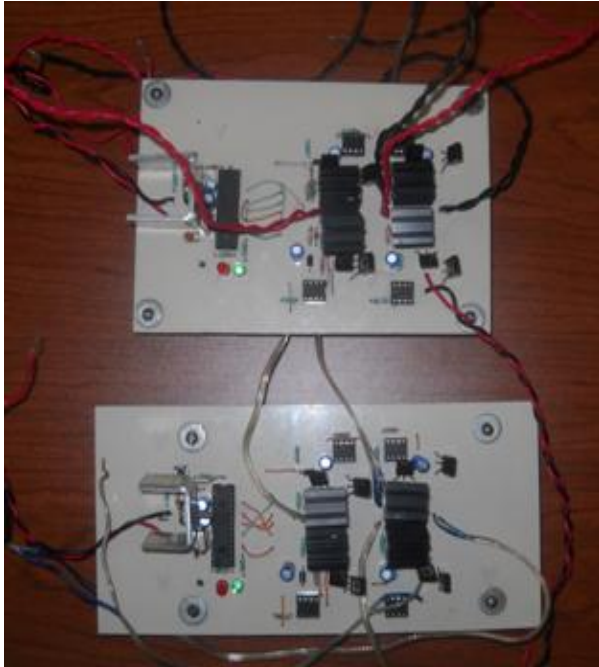


Fig. 7. Prototipos construidos.

Como se aprecia en la figura 8 la celda presentó un voltaje considerable a circuito abierto para que el microcontrolador generara la modulación *SPWM* y el inversor arrojara un voltaje a su salida. Conforme se conecte más carga al sistema (más cargadores de celulares) el voltaje de la celda va a disminuir, pero el transformador se diseñó con una relación de transformación con la cual el rango de voltajes a la salida del transformador variara entre 80 y 140 VCA, esto porque la mayoría de los cargadores de celular trabajan fácilmente en este rango de alimentación.

El patrón de pulsos programado en el microcontrolador para estas pruebas tiene las características siguientes:

- Una señal senoidal con una amplitud de 0.8 volts a una frecuencia de 60Hz.
- Una señal triangular de 1 volt de amplitud a una frecuencia de 6kHz.

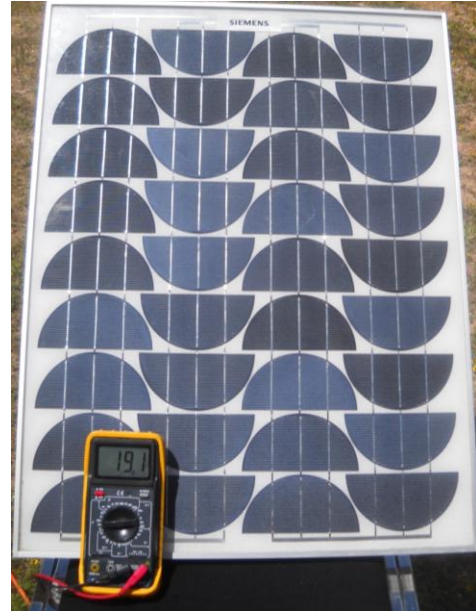


Fig. 8. Lectura del voltaje de la celda fotovoltaica.

Posterior al prototipo se agregó también un filtro LC y un transformador elevador. En la figura 9 se presenta el prototipo conectado y el voltaje de salida del inversor, en esta prueba se conectó un cargador de celulares y se obtuvo un voltaje RMS de salida de 112.4VCA a los 60 Hz esperados.

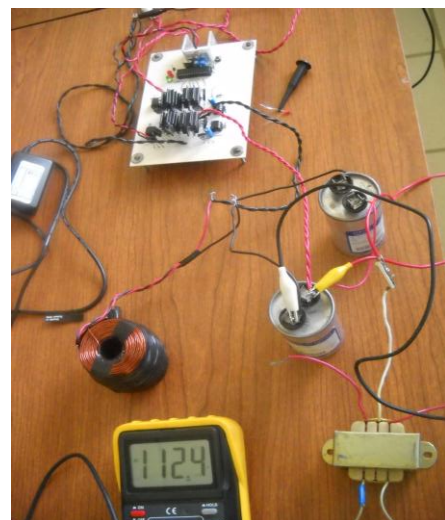


Fig. 9. Voltaje de salida del inversor.

En la figura 10 se muestra la salida del inversor, en donde se aprecia que la forma de onda resultante es senoidal y no presenta mucha contaminación armónica.

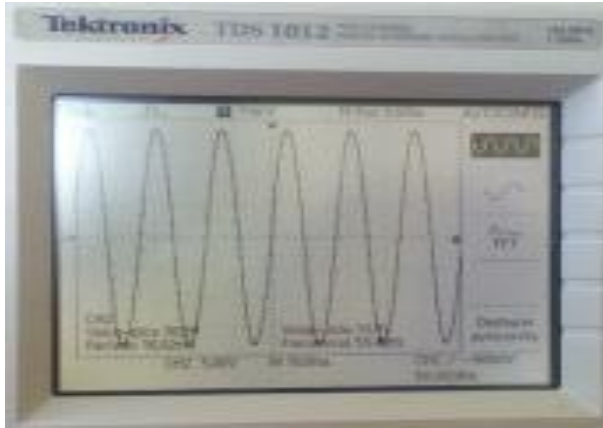


Fig. 10. Forma de onda en la salida del inversor.

Otra prueba llevada a cabo se muestra en la figura 11, donde se conectaron 3 celulares y el voltaje RMS de salida que se obtuvo es de 80VCA, cabe señalar que en esta prueba no se tenía la máxima radiación solar pero los celulares se cargaban sin ningún problema a pesar de que el voltaje estaba en su límite más bajo.



Fig. 11. Cargadores conectados al inversor.

Con este sistema se tienen varias limitantes, una de ellas es que el número máximo de celulares a cargar depende directamente de la potencia de la celda y también en segundo plano de la eficiencia del inversor. Las pruebas se realizaron con un panel solar de 80W.

Otras pruebas realizadas con un panel solar de 150W y a la vez mejorando el diseño y

construcción del inductor del filtro consiguieron alimentar hasta 12 celulares sin que cayera el voltaje de salida por debajo de los 80VCA. Con esta energía se puede llegar a cargar también hasta un par de computadoras portátiles.

IV. Conclusiones

En este artículo cuya finalidad es el desarrollo tecnológico, se presentó una aplicación a pequeña escala de un inversor monofásico ya muy conocido por todos, que permita cargar celulares y porque no computadoras portátiles en las escuelas.

La finalidad del proyecto en un futuro es también implementar el cargador de baterías y que en cualquier momento del día o la noche se encuentre disponible una energía limpia que sirva para alimentar pequeñas cargas y sobre todo fomente el uso de energías alternativas.

Estos prototipos construidos se encuentran actualmente en la institución en ciertas áreas, lo anterior para estudiar el impacto que puedan llegar a tener en los estudiantes al interesarse un poco más en el uso eficiente de la energía eléctrica, y a su vez sientan la necesidad que se tiene hoy en día de no contribuir más al calentamiento global, y al mismo tiempo hacer uso eficiente de la energía eléctrica.

V. Referencias

- [1] Gasquet, L. Hector. "Conversión de la Luz Solar en Energía Eléctrica" Solartronic, México, 2004.
- [2] E. López Vancell. "Uso del hidrogeno como energético". Tesis Profesional, Facultad de Ciencias-UNAM, México, 1977.
- [3] E. López Vancell y C. Vélez Ocón. "Proyecciones del Mercado de la Energía en México". Boletín IIE, Núm. 1, 1977, pp. 5-9.
- [4] D. Hayes, "La energía solar" Ciencia y Desarrollo, Núm. 17, CONACYT, México, 1977

- [5] Leandro E. Boyano Vannucchi, “Diseño, Construcción y Validación Experimental de un Inversor Monofásico con Control Digital conectado a Red para Paneles Fotovoltaicos”, 2009.

VI. Autores

M. C. Luis Carlos Gallegos Hernández obtuvo el título de Ingeniero Electrónico en el Instituto Tecnológico de Celaya y el grado de maestro en ciencias en Ingeniería Electrónica en el mismo instituto en Enero de 2011, actualmente es docente en la Universidad Tecnológica del Norte de Guanajuato.

Ing. Mariela Serna Serna realizó sus estudios de licenciatura en el Instituto Tecnológico de Querétaro titulándose como Ingeniera Eléctrica, actualmente es docente en la Universidad Tecnológica del Norte de Guanajuato.

Ing. Marco Antonio Avalos Salazar es profesor de tiempo completo (PTC) en la Universidad Tecnológica del Norte de Guanajuato.

Ing. Eduardo Salinas Rodríguez es profesor de tiempo completo (PTC) en la Universidad Tecnológica del Norte de Guanajuato.

Ing. Francisco Chavero Hernández finalizo sus estudios de Ingeniería en Mecatrónica en la UTNG y actualmente estudia su maestría en electrónica de potencia en el Instituto Tecnológico de Celaya.

Módulo Regulador de Voltaje con Control PID y Distribución de Corriente Digital

Jesús Gilberto Ruelas Flores, Elías José Juan Rodríguez Segura, Agustín Ramírez Agundis

Instituto Tecnológico de Celaya, Av. Tecnológico y A. García Cubas S/N A.P.57, C.P. 38010, Celaya, Gto.,
01(461) 611 75 75 Fax: 01(461) 611 79 79, jgruelas@hotmail.com.

Resumen

En este artículo se presenta el diseño de un Módulo Regulador de Voltaje (Voltage Regulator Module por sus siglas en inglés VRM), con control PID digital y distribución uniforme de corriente implementados con una FPGA. Se presentan resultados experimentales del prototipo propuesto de 100W y se realiza la comparación con un VRM comercial.

Palabras Clave: Control, Digital, FPGA, VRM.

I. Introducción

El desarrollo de los microprocesadores día a día va en aumento con capacidades de procesamiento mayores, las cuales han generado un mayor consumo de energía. La tecnología en el diseño de estos dispositivos ha logrado bajar el nivel de alimentación hasta 1V pero las demandas de corriente pueden llegar a ser de los cientos de amperios.

Lo anterior ha motivado que se lleven a cabo investigaciones para desarrollar nuevas topologías de convertidores CD/CD y así como las técnicas de control lineal o no lineal, las cuales cumplan con los altos requerimientos de regulación y derivadas de corriente que exigen los microprocesadores.

La aplicación del control digital en convertidores de potencia ha ido en aumento gracias a dispositivos digitales con una mayor velocidad en el procesamiento de tareas. Aunado a que los dispositivos digitales tienen la característica de reprogramación para realizar ajustes o modificaciones del control, sin tener que utilizar diferentes dispositivos externos como resistencias o capacitores que es el caso de los dispositivos analógicos. Por lo cual la tendencia del control es la implementación en una plataforma digital.

Las plataformas digitales como μC , DSP, FPGA, son opciones que se pueden tomar acorde a las necesidades del proyecto. Sin embargo la FPGA

tiene la ventaja de ser un dispositivo concurrente el cual puede trabajar varios procesos a la vez.

En la figura 1 se puede observar el diagrama a bloques de la implementación de un control PID en una FPGA “Altera Cyclone II EP2C35F672C6”, aplicado a un convertidor reductor síncrono [1]. El voltaje de salida (V_o) entra a un Convertidor Analógico Digital (CAD), el cual será comparado con un voltaje de referencia para obtener el voltaje de error (V_e), entra al control PID para obtener el voltaje compensado (V_c) que entrara al modulador PWM Digital.

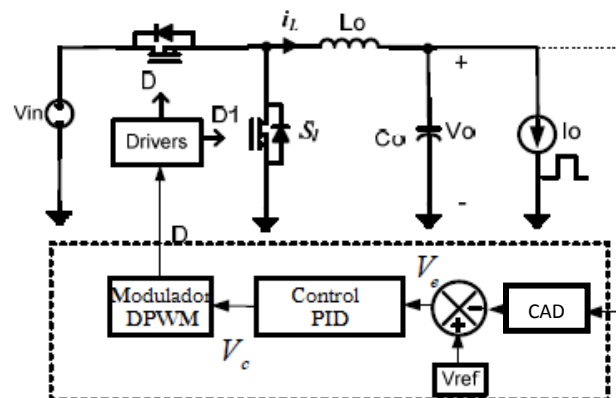


Fig. 1. Diagrama a bloques de un convertidor reductor con Control Digital.

Otra técnica que se puede implementar digitalmente es la distribución uniforme de las

corrientes por todas las fases del VRM como se muestra en la figura 2, para esto se necesita el sensado de cada una de las corrientes por fase. En la mayoría de los casos se hace un acondicionamiento de la señal mediante dispositivos externos como amplificadores operacionales, para que posteriormente se introduzca a la FPGA de manera digital, donde se realizarán las operaciones necesarias [2].

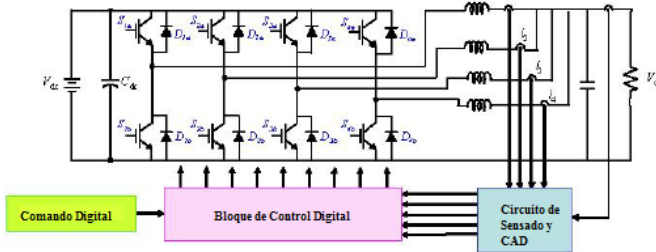


Fig. 2. Diagrama a bloques implementación de la distribución de corriente.

En [3] se ha implementado digitalmente es el control híbrido digital en tiempo constante basado en rizo, esta técnica toma el rizo del voltaje de salida, la corriente por fase y el voltaje en la entrada. Además de realizar la distribución de la corriente, incluye una pre-alimentación, al sensar el voltaje de entrada permite al sistema adelantarse en la acción de control. Lo anterior se puede observar en la figura3.

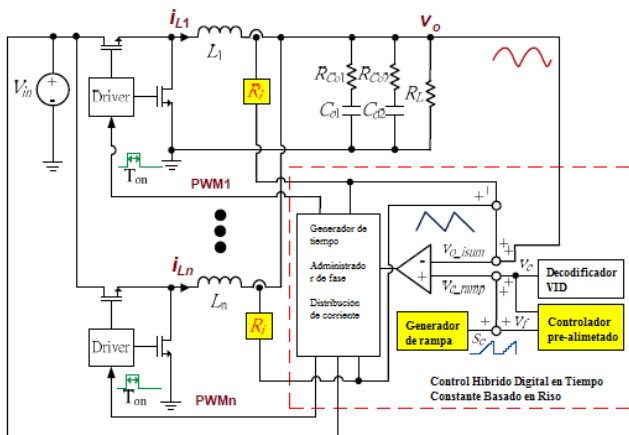


Fig. 3. Diagrama a bloques del control híbrido digital en tiempo constante basado en rizo.

Sin embargo como ya se mencionó anteriormente para sensar la corriente normalmente se utilizan

dispositivos de efecto hall, resistencia shunt o del tipo magneto-resistivos. Estos sensores de corriente necesitan una adecuación de la señal de salida pasando por un amplificador operacional el cual otorgará una tensión proporcional a la corriente que pasa por cada fase y al nivel adecuado para el funcionamiento el convertidor analógico digital.

El tipo de sensado propuesto es mediante un arreglo RC el cual no disipa energía en forma de calor, no tiene un retardo en la respuesta y se conecta directamente al convertidor analógico digital sin tener que pasar por un acondicionamiento previo.

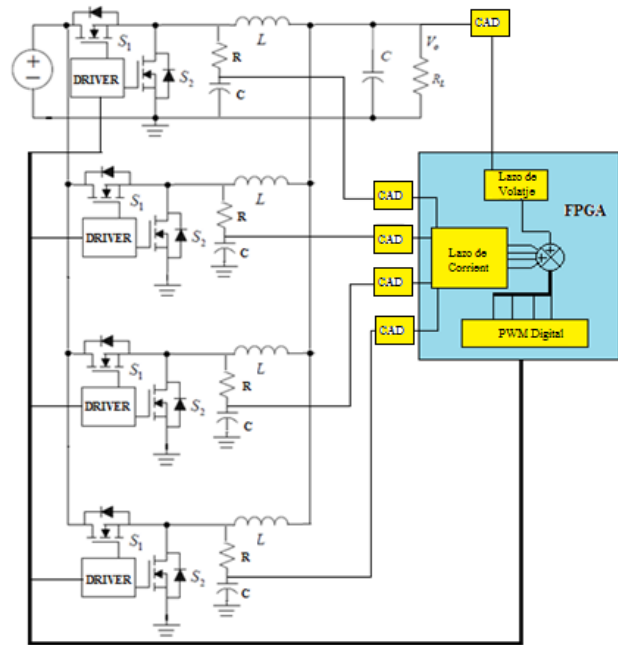


Fig. 4. Diagrama a bloques de la distribución de corriente con el sensado propuesto.

II. Control PID Digital

El controlador es un módulo virtual (algoritmo dentro de un programa) el cual realizara la acción de control. Para que se haga dicha acción, el Convertidor Analógico-Digital muestrea y compara la señal de salida con el valor deseado, la diferencia que se encuentra entre estas dos da lugar a la señal de error, para poner en funcionamiento al controlador. Existen diferentes

técnicas de control lineal o llamado control clásico, el control PID [4] se seleccionó para realizar el controlador y responde a la ecuación (1).

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (1)$$

Donde $e(t)$ es el error de la señal, $u(t)$ es la entrada de control del proceso, K_p es la ganancia proporcional, T_i es la constante de tiempo integral y T_d es la constante de tiempo derivativa. Mientras que en el dominio de la frecuencia se puede escribir como:

$$U(S) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i S} + T_d S \right) E(S) \quad (2)$$

En donde T_i es el tiempo de integración y T_d es el tiempo derivativo. Se definen tres constantes de sintonía en los controladores PID, las cuales se presentan en las siguientes ecuaciones:

$$K_p = \frac{R_F}{R_P}; \quad K_I = \frac{1}{C_1 R_1} = \frac{1}{T_i}; \quad K_D = C_D R_D = T_d \quad (3)$$

Utilizando la transformada Z se pasa la función de transferencia al dominio discreto control el PID [5] se muestra en la ecuación 4.

$$U(Z) = K_p \left(1 + \frac{T}{T_i(1-Z^{-1})} + T_d \frac{(1-Z^{-1})}{T} \right) E(Z) \quad (4)$$

En la figura 5 se observa el diseño del compensador PID Digital del lazo de voltaje. El controlador se elaboró en la herramienta SIMULINK de MATLAB a través de la aplicación para Xilinx System Generator de MATLAB.

Para tener una distribución uniforme en la corriente de cada fase se implementó un compensador integrador, sin embargo el lazo de voltaje es quien rige la dinámica del convertidor sin que llegue afectar el ancho de banda por la retroalimentación de la corriente.

En la ecuación 5 se muestra la función de transferencia del compensador en el dominio del tiempo. La función de transferencia se pasa al dominio de Z resulta la ecuación 6.

$$v_2(t) = v_r + \frac{1}{R_f C_f} \int_0^t (v_r - v_i) dt \quad (5)$$

$$v_2(t) = v_r + \frac{T}{T_i(1-Z^{-1})} \quad (6)$$

En la figura 6 se muestra el diseño de los compensadores integradores para el lazo de

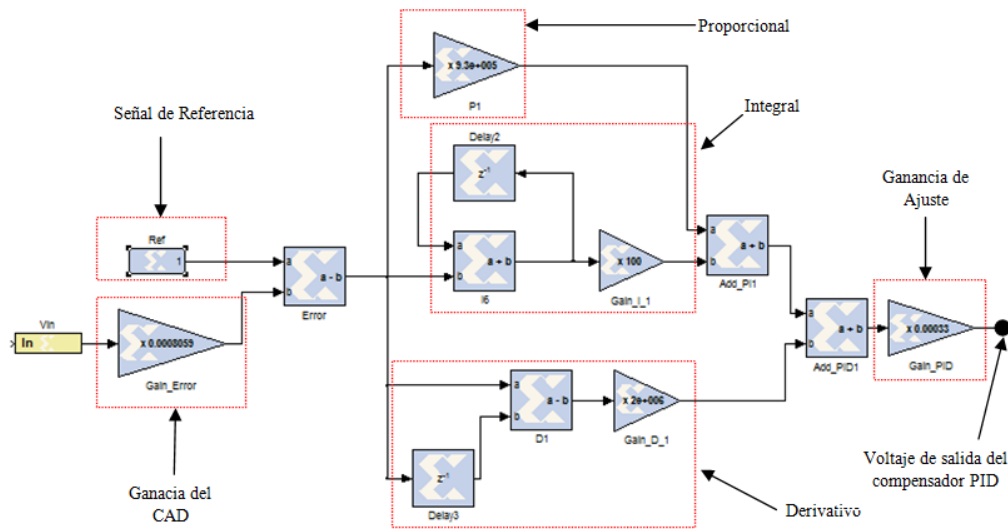


Fig. 5. Control PID Lazo de Voltaje en Simulink MATLAB.

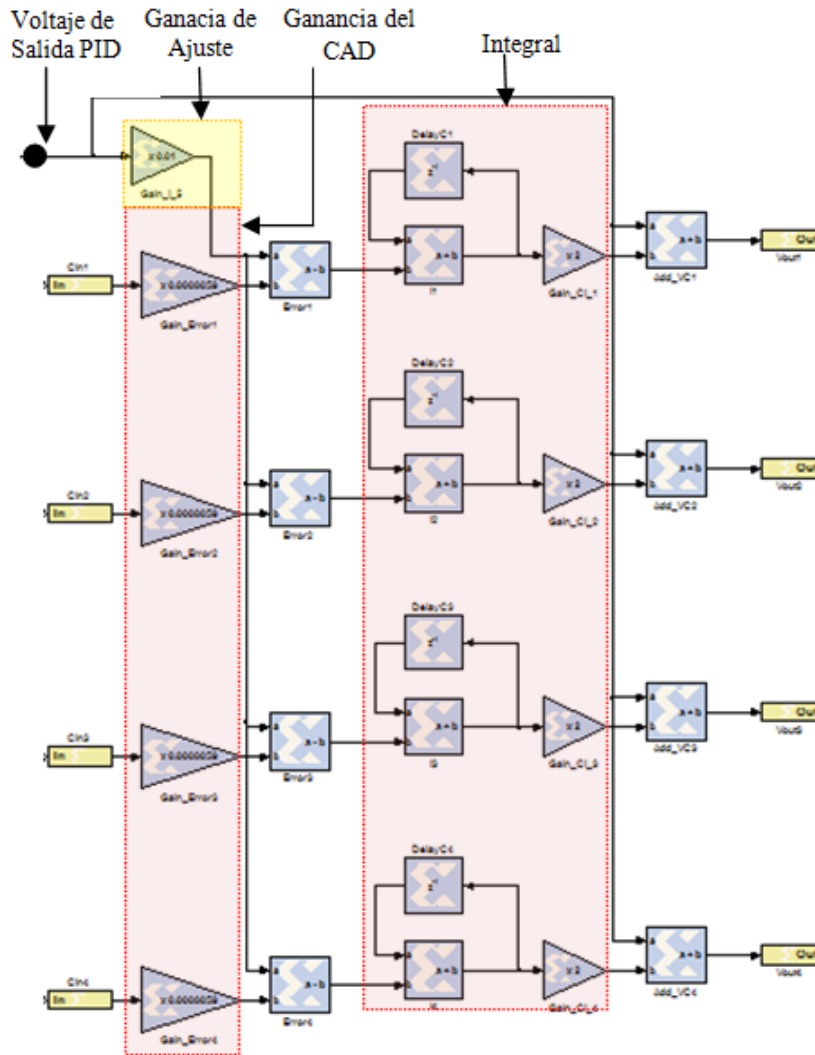


Fig. 6. Compensador de Lazo de Corriente por fase.

corriente, desarrollado en Simulink de MATLAB.

El lazo de corriente promedio usado para obtener la distribución de corriente uniforme permitirá que el rizo a la salida sea menor al elaborar mediante programación un desfase entre las señales PWM que entraran a los interruptores de cada fase.

$$Desfasamiento = \frac{360^\circ}{No.Fases} \quad (7)$$

Como se observa en la figura 7 con las estructuras vistas, los rizos de corriente a través de cada fase pueden cancelarse, con lo cual se puede minimizar los rizos tanto en el filtro de

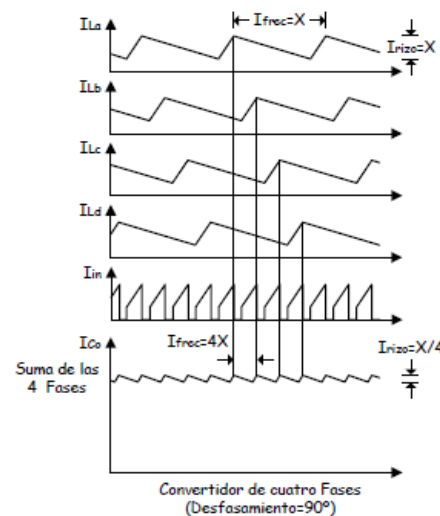


Fig. 7. Corriente de salida aplicando el desfase entre fase.

entrada y salida y mejorar la respuesta dinámica [6,7].

Una vez hechos los lazos de voltaje y corriente se procede a realizar el enlace entre ellos y pasar del System Generator de MATLAB a Xilinx.

III. Características del VRM

El VRM que se diseño tiene las especificaciones de la tabla 1. Donde se pueden ver los valores de tensión y corriente que puede otorgar. Mientras que en la tabla 2 se observan las especificaciones más relevantes de los dispositivos que se utilizaron para la construcción del VRM.

Símbolo	Parámetros	Valor	Unidades
V _{in}	Voltaje de entrada	5	V
V _o	Voltaje de salida	1	V
I _o	Corriente de salida	100	A
f _{sw}	Frecuencia de conmutación (por fase)	500	Hz
-	Fases	4	

Tabla 1. Especificaciones del VRM.

IV. Simulaciones

Para las simulaciones se usó el programa PSIM. Se realizó la simulación de un control PI y PID digital utilizando las mismas características de los dispositivos para la etapa de potencia.

En la figura 8 se tiene el escalón de corriente de subida de 10-30A para ambos controladores, en rojo el PI y en azul el PID, para ambos convertidores se tiene una caída en el voltaje de 14mV.

Para el escalón de corriente de bajada de 30-10A se tiene un incremento de 31mV para el control PI en rojo y de 24mV para el control PID en azul. Aquí es donde se puede ver que el control PID tiene una mejora del 23% al tener una disminución en el voltaje ante la transición negativa como se puede ver en la figura 9.

No. Dispositivo	Dispositivo	Valor	Unidades
SRP7030-R22FM	Inductor	220	nH
	Inductor DCR	2.4	mΩ
647-RE50E821 MDN1	Capacitor de salida (4 en total)	5	mF
	ESR del capacitor	1	mΩ
FDMS7558 S	MOSFET $r_{DS\ On}$	1.75	mΩ
LM27222	Driver	4.5	A

Tabla 2. Especificaciones de los dispositivos usados para el VRM.

En la simulación se consideraron los parásitos de los dispositivos, como la ESR del capacitor, la resistencia en corriente directa (Direct Current Resistance por sus siglas en inglés DCR) del inductor. Pero no son los únicos parásitos presentes ya que el mismo impreso, conexiones y otros factores tienen gran influencia en la obtención de los resultados experimentales.

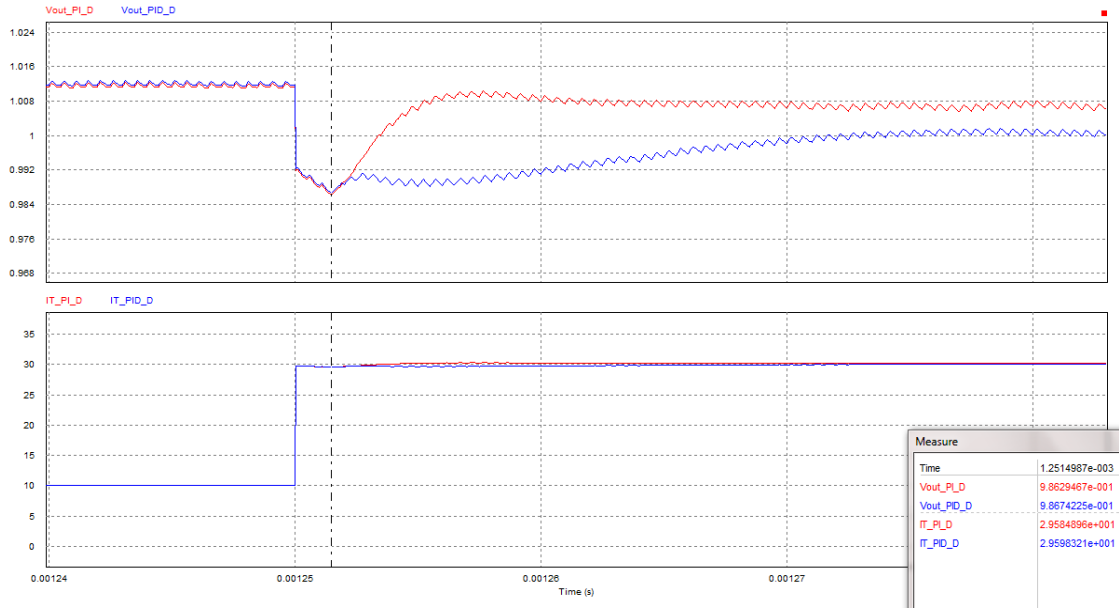


Fig. 8. Simulación de ante escalón positivo para el control PI y PID.

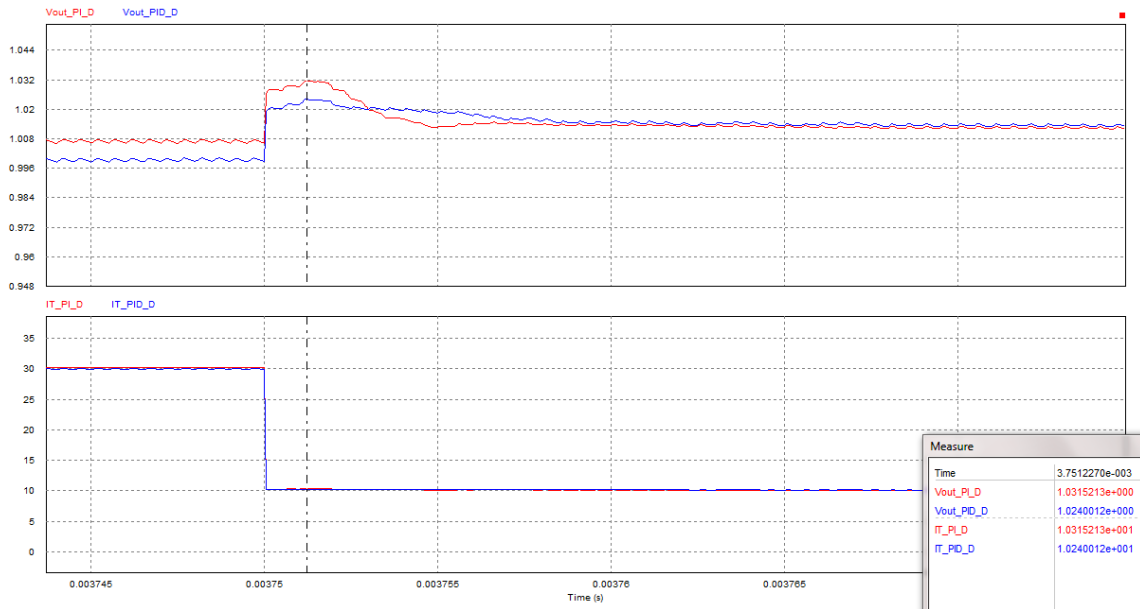


Fig. 9. Simulación de ante escalón negativo para el control PI y PID.

V. Resultados Experimentales

Para la adquisición de los resultados experimentales, se utilizó como plataforma de potencia el VRM diseñado y el programa se

implementó en una FPGA Spartan 3E (tarjeta Basys 2).

Primeramente se hizo la implementación del control PI digital para ver las diferencias y el

comportamiento con respecto al control PID digital figura 10.

En rosa (Ch3) el voltaje de salida y en verde (Ch4) la corriente de salida aplicando un control PI Digital, se puede observar que se tiene un comportamiento oscilatorio por lo que el voltaje de salida no se restablece rápidamente, utilizar un control PI en esta aplicación no es lo más óptimo.

Así que se procede a la implementación del control PID con el cual se obtiene una mejor regulación para comprobar la rápida respuesta dinámica del convertidor y la técnica digital propuesta, al hacer una comparación con un VRM comercial de Artesyn con características similares. Las especificaciones del VRM comercial se presentan en [8].

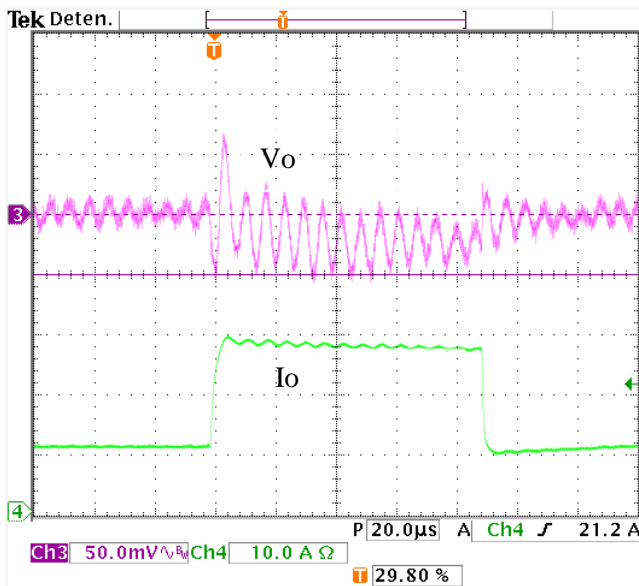


Fig. 10. Implementación del Control PI Digital.

En la figura 11 se puede ver en azul cielo (Ch2) y azul marino (Ch1) el voltaje y corriente de salida respectivamente del VRM propuesto, mientras que en rosa (Ch3) y verde (Ch4) el voltaje y corriente de salida respectivamente del VRM comercial. El cual tiene un mayor error en estado estable al igual que en los escalones de subida y bajada.

Cuando se tiene un escalón de corriente de 10-30A de subida, el voltaje de salida del VRM comercial cae 120mV mientras que el voltaje del VRM propio tiene una caída de 65mV.

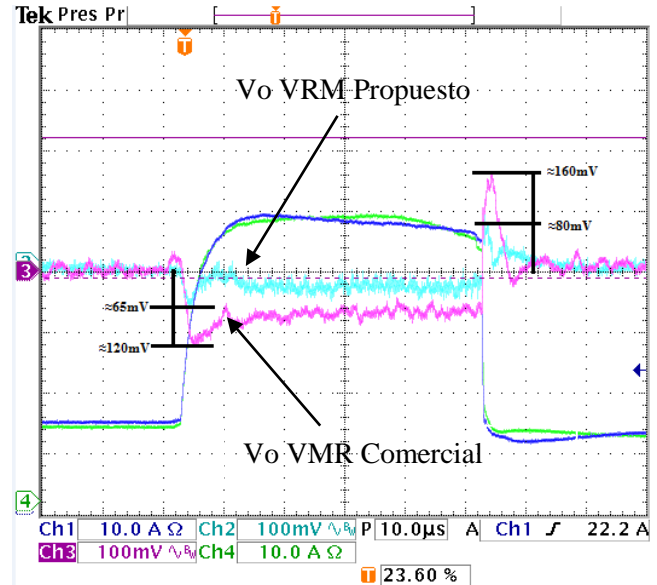


Fig. 11. Comparación entre el VRM propuesto y comercial.

Para el escalón de corriente negativo se tiene que para el VRM comercial existe un aumento en el voltaje de salida de 160mV para el VRM comercial mientras que para el VRM propuesto se tiene de 80mV. Por lo que se puede decir que en ambos casos el control digital mejora el voltaje de salida en un 50%. En la figura 12 se muestran los resultados experimentales de la distribución uniforme de las corrientes por fase en el VRM propio. La prueba se realizó para un cambio de carga de 10-25A se puede observar las corrientes por los inductores de cada fase.

Al proporcionar todas las fases la misma corriente ante un cambio de carga ayuda a mejorar la dinámica de nuestro sistema, además si se complementa utilizando el entrelazado de las corrientes, para nuestro caso desfazar 90° entre cada fase, provoca que el rizo sea 4 veces menor en nuestra corriente de salida. En la figura 13 se muestra a detalle la distribución de las corrientes y como es que responden de la misma

forma ante el transitorio todas las fases del VRM propuesto.

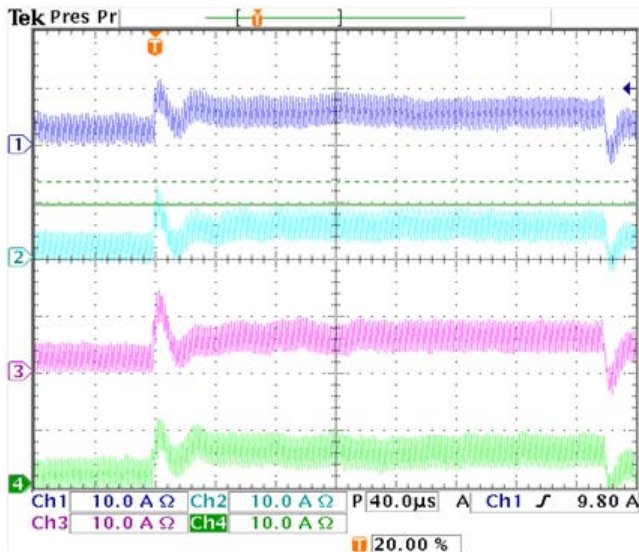


Fig. 12. Corriente por los inductores de cada fase.

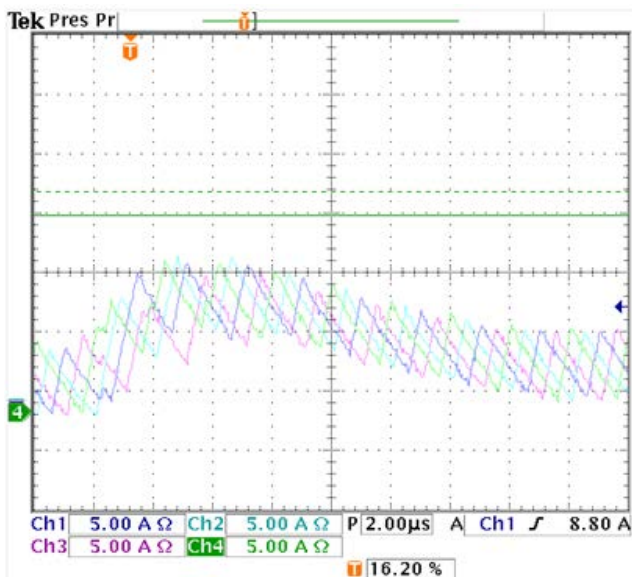


Fig. 13. Corriente de los inductores mostrando el desfase entre cada fase.

VI. Conclusiones

En este trabajo se presentaron los resultados experimentales del VRM propuesto comparándolos con los de un VRM comercial, por lo cual podemos decir que se obtuvieron mejores resultados ante los cambios de carga realizados aproximadamente de un 50%. También se realiza la distribución uniforme de

corriente, sensando la corriente promedio mediante un arreglo RC, el cual no disipa energía, no retarda la señal y no ocupa más espacio en el impreso del VRM.

El control PID se hizo en SIMULINK de MATLAB donde se pueden realizar ajustes de los parámetros del control de una manera más sencilla, para generar el código en VHDL y pasar posteriormente a Xilinx.

Como trabajos futuros se pretendería minimizar los parásitos del circuito impreso, al igual que introducir otra técnica de control implementada digitalmente para realizar la comparación con el control PID Digital.

VII. Referencias

- [1] V. Arikatla, J. A. A. Qahouq, "DC-DC Power Converter with digital PID controller". In Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Twenty-Sixth Annual IEEE. 2011, March. pp. 327-330.
- [2] Y. C. Wang, Y. Y. Tzou, "Design and realization of a digital multiphase-interleaved VRM controller using FPGA". In Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE. 2007, November. pp. 1978-1982.
- [3] K. Y. Cheng, F. Yu, Y. Yan, F. C. Lee, P. Mattavelli, W. Wu, "Analysis of multiphase hybrid ripple-based adaptive on-time control for voltage regulator modules". In Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE. 2012, February. pp. 1088-1095.
- [4] K. Ogata, Ingeniería de Control Moderna. Controles PID e introducción al control robusto. Tercera Edición. 1998. Editorial Prentice Hall. pp 669.
- [5] K. Ogata. Sistemas de control en tiempo discreto. Segunda Edición. 1996. Editorial Prentice Hall. pp 116.

- [6] H. Visairo Cruz, Convertidores CD/CD para aplicaciones de baja tensión. Tesis de Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica. Cenidet 2004.
- [7] J. J. Quintero Paredes, Control LNL aplicado a convertidores reductores síncronos multifase con entrelazado, baja tensión de salida y respuesta dinámica rápida. Tesis de Doctor Departamento Tecnología Electrónica Universidad Carlos III de Madrid 2010.
- [8] VRM64 Series single Output. http://www.emersonnetworkpower.com/documents/enus/products/embeddedpower/documents/documentationarchive/brochuresdatasheets/01/vrm64_ds_1199497851.pdf. Agosto 2012.
- [9] R. F. Foley, R. C. Kavanagh, & M. G. Egan, (2012). Sensorless current estimation and sharing in multiphase buck converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 27(6), pp. 2936-2946.
- [10] Du, W., Tao, Y., Chen, Z., & Wang, C. (2011, June). Sensorless current sharing in digitally controlled multiphase buck DC-DC converters. In *Electrical, Control and Computer Engineering (INECCE), 2011 International Conference on*(pp. 302-307). IEEE.
- [11] Jakobsen, L. T., Garcia, O., Oliver, J. A., Alou, P., Cobos, J. A., & Andersen, M. A. E. (2008, June). Interleaved buck converter with variable number of active phases and a predictive current sharing scheme. In *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE* (pp. 3360-3365). IEEE.

Dr. Elías José Juan Rodríguez Segura es Dr. Investigador del Instituto Tecnológico de Celaya.

Dr. Agustín Ramírez Agundis es Dr. Investigador del Instituto Tecnológico de Celaya.

VIII. Autores

Ing. Jesús Gilberto Ruelas Flores obtuvo el título de Ingeniero en electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya 2011, estudia actualmente la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico de Celaya.

Diseño, Implementación y Automatización de un Invernadero Solar

* Jorge Ivan Moncada Haaz, *Enoch de Santiago Rojas, ** Felipe de Jesús Rábago Bernal

*Facultad de Ciencias, Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

**Instituto de Física, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, rabago@ifisica.uaslp.mx.

Resumen

En el presente trabajo se describe el diseño, construcción y automatización de un invernadero alimentado por energía solar. La idea de este proyecto surgió de la necesidad de controlar de manera automática el ambiente, el riego, y el fertilizante de las plantas que se encuentran dentro de un invernadero. La fuente de alimentación de los circuitos electrónicos se realizó por medio de paneles fotovoltaicos con la finalidad de ofrecer la instalación de los invernaderos en lugares apartados, donde la energía eléctrica convencional no se encuentra disponible. El programa de computación utilizado se realizó de tal manera que sea sumamente accesible para el personal que opere el invernadero. Los objetivos específicos del proyecto fueron: Controlar el aumento y la disminución de la temperatura por medio de un sensor de temperatura. Colocar ventiladores que extraigan aire caliente e introduzcan aire fresco. Disponer de una lámpara para aumentar la temperatura en caso de ser necesario. Controlar la humedad relativa del ambiente por medio de un sensor. Poner electroválvulas que se abran para regar y fertilizar si es el caso. Se fabricó un circuito electrónico para controlar la carga y descarga de las baterías. Todo el sistema se desarrolló de manera modular y fácil de operar.

Palabras Clave: Automatización, Energía Solar, Invernadero, Microprocesadores.

I. Introducción

En este proyecto se construyeron un pequeño invernadero que de manera automatizada controla los principales parámetros, como son la temperatura, la humedad, el agua y el fertilizante de las plantas que se encuentran en él. La alimentación eléctrica de los circuitos electrónicos se realizó con celdas fotovoltaicas. Estas celdas cargan baterías del tipo automotriz. Dos microprocesadores realizan las funciones de automatización. Uno procesa las señales de los sensores y controla los actuadores. El otro abre un canal de comunicación, sencillo y amable, con el usuario.

II. Desarrollo

El invernadero fue concebido [1] para que fuera sencillo de usar, tan sencillo como usar un horno de microondas. Este fue el ejemplo y meta que sirvió de inspiración para incluir un teclado numérico y para introducir los parámetros

requeridos. Se instaló una pantalla LCD (siglas del inglés Liquid Crystal Display) para que estuviera leyendo los diferentes parámetros.

En la Figura 1 se muestra una fotografía del invernadero, en donde se aprecia sus diferentes partes, las celdas solares [2], las baterías automotrices, el panel que contiene los controladores electrónicos y el tablero con las electroválvulas. Las dimensiones del invernadero son 2x1.5x2 metros.

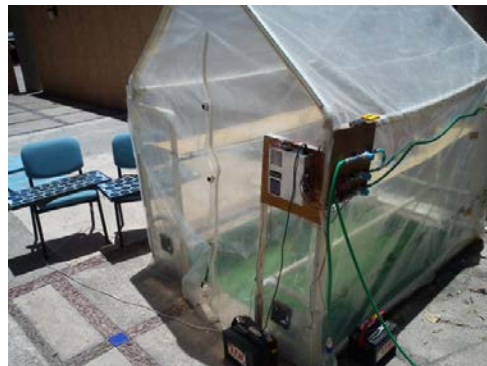


Fig. 1. Vista del Invernadero.

II.I.Circuito regulador/ cargador de baterías.

La alimentación eléctrica del sistema se lleva a cabo por medio de 2 paneles solares que proporcionan 12 Volts cada uno, cuando reciben los rayos del sol. A través de un regulador de voltaje, el cual se construyó en este trabajo, se cargan dos baterías del tipo automotriz. Este regulador de voltaje cuida que no se exceda la carga a la batería.

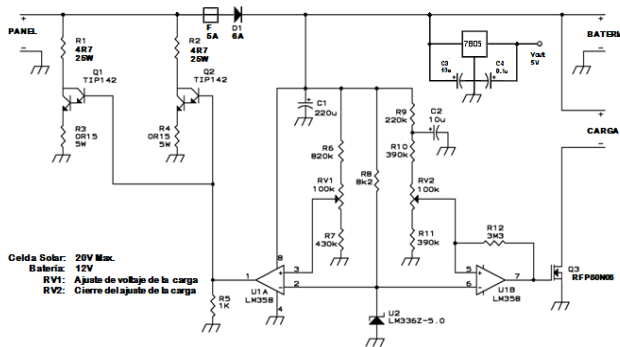


Fig. 2. Circuito del cargador/regulador.

En la figura 2 se muestra el circuito fabricado para cargar y controlar la carga de las baterías automotrices.

En este circuito el amplificador U1A compara una muestra de ajuste del voltaje de la batería con el voltaje del diodo Zener U2.

El diodo D1 evita que el voltaje de la batería vaya a los paneles solares. Las resistencias R1 y R2 disipan la potencia. El disparador de Schmitt U1B compara el voltaje de la batería con el amplificador U1A y controla la carga a través del MOSFET Q3. Este circuito sirve para evitar que haya una descarga profunda de la batería ya que se desconecta a 4.5 V.

Para la alimentación se instaló un regulador lineal LM7805 que proporciona 5V.

II.II. Control de humedad.

El siguiente aspecto en el desarrollo del proyecto era monitorear la cantidad de agua, para controlar la humedad, lo cual es esencial para ayudar a

optimizar la producción, conservar agua, reducir los impactos ambientales y ahorrar dinero [3].

El monitorear la humedad del suelo puede ayudar a tomar mejores decisiones en la programación del riego, tales como el determinar la cantidad de agua a aplicar y cuándo aplicarla. El sistema más recomendable para regar el invernadero es mediante una instalación de riego automático.

En nuestro caso se armó un sistema con tres electroválvulas las cuales tienen la siguiente descripción: Normalmente cerrada, de 12V con conexión rosca de 1/4", especial para sistemas de osmosis inversa y líneas de agua. Presión máxima de trabajo: Agua 7 Kg/cm². Orificio de: 2,5mm. En la Figura 3 se muestra una fotografía de las electroválvulas utilizadas.

Estas tres electroválvulas, se colocaron de tal manera que la primera fuera la encargada del fertilizante, la segunda para el riego general y la tercera se conectó a una pared húmeda. En la Figura 4 se muestra la distribución de las electroválvulas.

Para la activación de las electroválvulas se diseñó un circuito a base de optoacopladores activados por un microprocesador.



Fig. 3. Una fotografía de las electroválvulas utilizadas.



Fig. 4. Sistema hidráulico para la fertilización, riego y pared húmeda.

Se instalaron sensores de humedad, éste es un dispositivo práctico que se usa para examinar la humedad en la tierra alrededor de la planta y asegurarse de que tiene el agua necesaria.

Estos sensores actúan cuando se energiza el circuito y se introduce las puntas en la tierra alrededor de la planta. Se diseñó un circuito en el cual la frecuencia de los pulsos es controlada por la resistencia entre los probadores. La resistencia entre éstos, depende de la humedad que éstos detectan. A más humedad, menos resistencia y viceversa. En la Figura 5 se muestra un diagrama de la instalación de los sensores de humedad en las macetas.

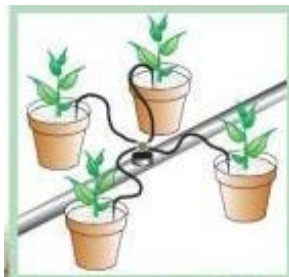


Fig. 5. Instalación de los sensores en las macetas.

II.III. Control de la humedad del ambiente

El sensor de humedad, basado en una única célula capacitiva, fue diseñado para altos volúmenes y aplicaciones de bajo costo como automatización de pequeñas oficinas, cabinas de aviones, sistemas de mando de procesos industriales. También puede utilizarse en todas las aplicaciones donde la compensación de humedad sea necesaria tal como en nuestro invernadero.

Es muy importante en invernaderos tener un control de la temperatura, para lo cual se diseñó un circuito que cumpla la función de regular la temperatura interior. La ventilación en los invernaderos es un tema crucial de mucha influencia en los resultados del cultivo.

El aumento de la temperatura y la humedad causa daños a los cultivos y perjudica su calidad, y en muchos casos dificulta la tarea de los trabajadores, lo cual, indirectamente provoca el descenso de la producción y de la rentabilidad del invernadero.

Las aberturas laterales y cenitales del invernadero ayudan a la ventilación natural, ya que en realidad el aire caliente sale hacia afuera de la estructura a través de dichas aberturas. La baja presión de aire dentro del invernadero, así como el viento exterior, provoca que el aire frío penetre dentro del invernadero.

En nuestro caso, para la ventilación, se utilizaron dos extractores de siete pulgadas, cada extractor-ventilador se coloca en la pared trasera del invernadero en la parte superior, esto es porque el aire caliente tiende a subir. En este caso la ventilación no es suficiente, se necesitan hacer unas ventanas laterales que también se podrían manejar automáticamente con un motor. Dependiendo del emplazamiento y de las plantas que se vayan a cultivar, se necesitará una fuente de calor adicional para complementar el que genera la radiación solar, esto permitirá alargar la época de plantación. Debemos usar la fuente de calor adicional en el momento en que se ponga el sol.

Sea cual sea el sistema de calefacción que se emplea debemos asegurarnos de que tiene una buena ventilación y una entrada de aire fresco.

Se utilizó como sistema de calefacción, una lámpara de luz amarilla de 100w que es de menor consumo para la batería y se hace un arreglo especial que consta de un cilindro de metal y la lámpara de halógeno.

La lámpara se coloca dentro del cilindro para que no deje salir la luz, ésta calienta lo suficiente el cilindro de lámina que simula un dissipador que hace que genere y se mantenga la temperatura dentro del invernadero que al mismo tiempo es capaz de subir la temperatura en el mismo.

II.IV. Automatización

Se utilizó un microcontrolador [4] que se encarga de hacer un sondeo de todos los sensores, encender o apagar los actuadores correspondientes. También se encarga de controlar un teclado, almacenar los parámetros de configuración y controlar datos por el usuario. Además manda las ordenes codificadas al

microcontrolador del LCD para mantener informado en todo momento al usuario de lo que está sucediendo en el invernadero.

Se optó por utilizar el microcontrolador dsPIC30F4013 que pertenece a la familia 30F que son de alto desempeño, y son diseñados pensando en el lenguaje de programación C y además disponen de procesamiento digital de señales.

Además se encuentran disponibles en un encapsulado tipo DIP que se monta fácilmente en una tabla de prototipos.

Para configurar e inicializar una pantalla LCD se utilizó el microprocesador dsPIC3013, además de recibir órdenes codificadas del otro microprocesador para desplegar información en la pantalla.

El teclado que se utilizó para la entrada de datos fue uno de tipo matricial de 4x4, el cual se muestra en las figura 6.



Fig. 6. Teclado Matricial.

Este teclado consta de 16 teclas o pulsadores, dispuestos e intercalados en filas y columnas. Dispone de un conector S.I.L. (Single In Line) macho de 8 pines que corresponden a las cuatro filas y cuatro columnas

La pantalla LCD es un dispositivo de salida de datos que consiste en una pantalla de dos renglones por 16 columnas dotado de un código ASCII. La pantalla LCD, Figura 7, además de proveer al usuario de una comunicación sencilla también fue importante para el desarrollo del

proyecto ya que también fue usado para comunicar fallas del sistema.



Fig. 7. El Display LCD.

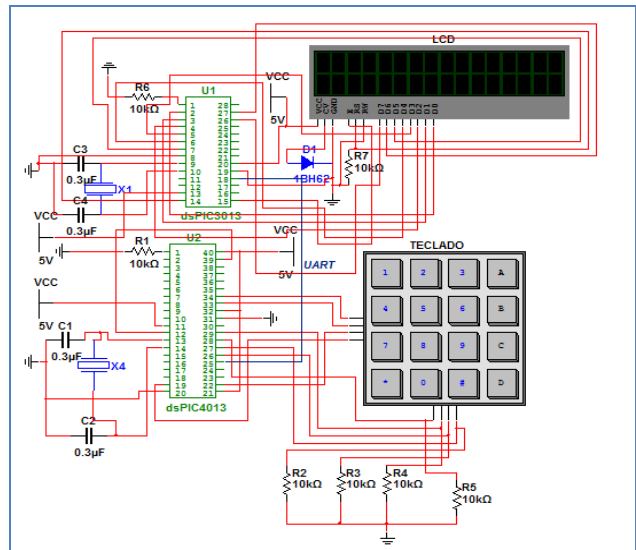


Fig. 8. Arquitectura del sistema de control.

La arquitectura que se utilizó consiste de dos microprocesadores, el dsPIC4013 y el dsPIC3013 como se puede observar en la figura 8. Estos se comunican por medio de un puerto UART. La comunicación es unilateral ya que el dsPIC3013 solo recibe órdenes codificadas del dsPIC4013 por lo que cada microprocesador tiene una tarea muy específica que se describe a continuación.

III. Fundamentación teórica

El término invernadero significa “sitio a propósito para pasar el invierno” [5], debido a que en sus orígenes fue utilizado para mantener una temperatura templada en zonas frías para el cultivo de plantas y flores.

Sin embargo, para los fines de este trabajo, un invernadero es definido como una estructura cubierta con material transparente o traslúcido.

Donde existe un control parcial o total de las condiciones ambientales para proveer las condiciones adecuadas para el desarrollo del cultivo que en él se produce.

Cuando se utiliza un invernadero para un cultivo se tienen cambios significativos en el clima interno. El efecto más visible es la reducción de la velocidad del viento en comparación con el exterior.

Asimismo la cubierta tiene un efecto notable en el intercambio de energía, debido particularmente a la radiación influenciada por el menor movimiento de aire y al efecto invernadero. El cual se refiere a la transferencia y la retención de calor a través de la atmósfera (en este caso la cubierta). De esta manera, el efecto de la cubierta en la reducción de transferencia de energía por convección incrementa considerablemente la temperatura en el día y afecta otros factores como la humedad. Consecuentemente, se han obtenido diversos beneficios en el manejo de las condiciones que rodean a los cultivos con el uso de los invernaderos, lo que ha provocado el crecimiento sostenido en su utilización alrededor del mundo. En paralelo a este crecimiento, ha existido un desarrollo de tecnologías agrícolas que han mejorado el rendimiento de producción en el invernadero; y que en gran parte han sido orientadas al control de clima y riego.

Además del incremento en la producción, existen otras ventajas que los invernaderos imprimen a los cultivos de hortalizas, flores y ornamentales, entre las cuales se encuentran [6]:

Cultivo fuera de época y obtención de mayor precocidad.

Realización de cultivos en zonas climáticas adversas.

Disminución de ciclos vegetativos.

Mejoramiento de la calidad.

Mayor control de plagas y enfermedades.

Ahorro de agua de riego.

Disminución de riesgos ambientales catastróficos.

Por otro lado, los cambios climáticos que han puesto en riesgo a la agricultura ha impulsado el uso de los invernaderos, esto debido al incremento en la temperatura por la concentración de gases en la atmósfera, que a su vez ha alterado la cantidad y la temporada de lluvias.

El hecho de que existan cada vez mas niveles de temperatura altos, aun cuando estos periodos sean cortos, pueden afectar severamente los cultivos, ya que retardan su desarrollo morfológico, inducen esterilidad en los plantíos, reducen desarrollo de los frutos o provocan su caída prematura.

En otro aspecto, el desarrollo tecnológico de la agricultura se ha dirigido hacia tecnologías de punta. La continua investigación y desarrollo ha dirigido los sistemas de producción agrícola hacia sistemas que utilicen eficazmente la energía lo cual permite la producción de nuevos cultivos a través de ambientes controlados y sistemas mecanizados donde además se genera un ambiente mas apropiado para el control de enfermedades y plagas.

Es por eso que llama nuestra atención la parte de control de clima y riego, llevándonos a crear un sistema automatizado lo más sencillo de utilizar teniendo como ejemplo y meta lo sencillo que es usar un microondas. Es decir tener un ambiente amigable que conste de un pequeño teclado y una pantalla que ayude al usuario a visualizar y comprender que está sucediendo en el invernadero en todo momento. Pero esto también nos lleva a tener una fuente de energía que alimente el sistema, por lo que optamos el uso de celdas solares que carguen una batería, de esta manera estaríamos llevando el invernadero a un nivel completamente autónomo en el control.

Para programar la automatización se elaboró un programa en el lenguaje C y en primera instancia se declaran las variables de control y almacenamiento del invernadero. Luego se configuran los puertos del microprocesador donde también se configura el puerto serial y envía un número clave que el controlador del

LCD ya tiene almacenado para confirmar la comunicación exitosa.

En este punto el controlador principal pide al usuario la inserción por medio del teclado de los parámetros del invernadero, tales como, temperaturas mínima y máxima, humedad relativa media, nivel de humedad del suelo y nivel de fertilización.

Se pueden guardar las lecturas de los sensores para su uso estadístico, al final de cada sondeo se puede obtener la media y la desviación estándar.

Posteriormente el controlador entra en un ciclo infinito donde hace un sondeo de los diferentes sensores para decidir si enciende o apaga los actuadores correspondientes o cambia la manera de operar.

Esto último es por si la carga de la batería no es la adecuada.

La programación de los microprocesadores se realizó para que lleven a cabo las siguientes acciones: Mide la carga existente en las baterías y si no es la adecuada desactiva el sistema y espera a que se carguen las baterías. Mide el nivel de humedad en el suelo para mandar encender la electroválvula correspondiente. Lo mismo para el fertilizante. Mide la temperatura ambiente del invernadero para mandar encender los ventiladores o la calefacción según lo amerite. Mide la temperatura relativa del ambiente para mandar encender la electroválvula de la pared húmeda. Por último recopila los datos para su tratamiento estadístico.

IV. Resultados

El sistema es capaz de medir la carga existente en la batería. Mide el nivel de humedad en el suelo del cultivo y si este es más seco que el nivel dado enciende la electroválvula del riego. También si la variable de control que funciona como contador de riegos es mayor o igual al nivel de fertilización se enciende la electroválvula del fertilizante logrando una mezcla de agua con fertilizante. Mide la temperatura ambiental del invernadero. Mide la humedad relativa del ambiente si este es menor al requerido se

enciende el ventilador y electroválvula de la pared húmeda.

V. Conclusiones

Existen varias formas de crear invernaderos automatizados, una es usando un PLC (Controlador Lógico Programable) pero en este caso se decidió utilizar un μC (Microcontrolador) por las prestaciones que ofrecen estos dispositivos. Tales como, muy bajo costo, tamaño reducido, programación modular y por las herramientas en el proceso de señales que ofrece. Al final resultó útil para las funciones que se requerían como el control del riego por goteo, control de temperatura, control de humedad relativa, además de la creación de una interfaz amigable e inteligente con el usuario final.

Si se quiere hacer un invernadero a una escala mayor se debe de hacer un estudio profundo de los requerimientos y prestaciones de los actuadores que se van a usar, aunque esto probablemente incrementaría el número de baterías y celdas solares. Por ende el costo también se incrementaría lo que quizá nos lleve a decir que ya no es rentable el uso de acumuladores y celdas solares. También se concluyó que el uso de ventanas automatizadas para disminuir la temperatura tiene similares resultados en bajar la temperatura pero el uso de energía se vería enormemente economizada por los periodos tan largos que los ventiladores están funcionando para lograr el mismo efecto.

En este proyecto se logró construir a nivel piloto un invernadero con energía sustentable [7] y totalmente automatizado, se requirieron de conocimientos de diseño de invernaderos, de Agronomía, de Hidráulica, y por supuesto de Electrónica.

VI. Referencias

- [1] E. de Santiago, J. Moncada, F. Rabago, A. Rodríguez, Invernadero Solar Automatizado, Tesis Profesional

Ingeniero Electronico.2013, San Luis Potosí.

- [2] R. Tocci, Circuitos y Dispositivos Electrónicos. 3ª Edición, 1985, Nueva Editorial Interamericana, México, 141-146.
- [3] R.G. Allen, Evapotranspiracion de los cultivos. Guía para calcular los requerimientos de agua para cultivos.1998.
- [4] Circuitos de interfaz directa sensor-microcontrolador, Reverter, Ferran, Alfaomega Grupo Editor, 2009.
- [5] "invernadero." Diccionario Manual de la Lengua Española Vox. 2007. Larousse Editorial, S. L. 9Jul. 2013. <http://es.thefreedictionary.com/invernadero>
- [6] B. O. Hanson, Agricultura californiana, 2000, Vol. 54.
- [7] E. de Santiago, J. Moncada, F. Rabago, A. Rodriguez, Solar Automated Greenhouse, Advanced Materials Research, Vol. 740, 2013, pp. 198-202.

VII. Autores

I.E. Enoch de Santiago Rojas y I.E. Jorge Ivan Moncada Haaz Obtuvieron el título de Ingeniero Electrónico en la Facultad de Ciencias de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Dr. Felipe de Jesús Rabago Bernal. Es Profesor Investigador del Instituto de Física de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Construcción y Evaluación de un Bioretroalimentador de Señal EMG de Uso Doméstico como Auxiliar en Terapia Física

***Alberto Ramírez Treviño, *Jesús Márquez Borbón, *Flavio Muñoz Beltrán, **Olga Brito Zurita, ***Juan Enrique Palomares.**

*Profesor de Ingeniería Electrónica ITESCA, 6444108650, aramirez@itesca.edu.mx.

**Director del área de investigación Centro Médico del Noroeste IMSS. olga.brito@imss.gob.mx.

***Profesor de Ciencias Básicas e Ingeniería ITESCA.

Resumen

Este trabajo describe la construcción de un bioretroalimentador de señal muscular, consiste en cuantificar la señal eléctrica que producen los músculos (señal EMG) y mostrar la amplitud al paciente para que no exceda en su esfuerzo durante una terapia. Además del objetivo clínico, este trabajo tiene el propósito de verificar si es factible la construcción de un bioretroalimentador de uso doméstico y en qué tipos de patologías presenta utilidad.

I. Introducción

Un bioretroalimentador de señal EMG es un dispositivo que registra la actividad eléctrica muscular a través de circuitos electrónicos, básicamente para cualquier potencial electrofisiológico es necesario un amplificador de instrumentación y un filtro pasabanda, en el caso de la señal EMG el ancho de banda sugerido en la bibliografía [1,2] va de 1 Hz a 200 Hz con algunas variaciones dependiendo de la aplicación que tenga el análisis de la señal.

En el caso de este trabajo se desarrollará un sistema para relacionar la señal EMG con la fuerza de contracción muscular, para cumplir este objetivo se estudiaron las técnicas de análisis clínicas; el médico especialista valora la amplitud de la señal, número de espigas o potenciales de acción por unidad de tiempo y el número de fases de las espigas.

La señal EMG está formada por trenes de potenciales, a mayor fuerza se incrementa el número de espigas que al traslaparse producen un aumento de amplitud en la señal.

El número de fases cuenta los cambios de pendiente en una espiga, lo que se relaciona con un incremento de la fuerza.

Se menciona en la bibliografía que para esfuerzos moderados la señal EMG y la fuerza de la señal se relacionan a través de la energía de la señal [2].

El registro de la señal EMG se lleva a cabo colocando dos electrodos sobre la superficie del músculo a registrar; en el caso de músculos internos pueden ser utilizados electrodos de aguja, este tipo de registros deberá ser realizado por un especialista.

La figura 1 muestra la forma en que se ve una señal EMG en la pantalla de un electromiografo.

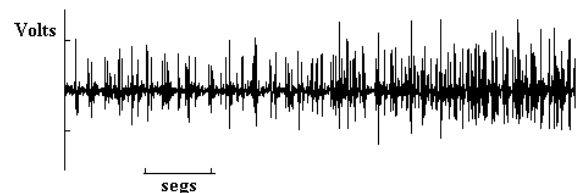


Fig. 1. Muestra una señal EMG, en su parte final se aprecia un incremento en la fuerza con la aparición de nuevos trenes de espigas

II. Desarrollo

Para la construcción del bioretroalimentador se plantearon dos métodos de procesamiento: uno con circuitos analógicos y el otro utilizando un circuito DSP C5515, para evaluar cual de las dos opciones presenta mejores características de funcionalidad.

Adquisición de señales

El experimento consistió en registrar la actividad eléctrica del bíceps cuando realiza un esfuerzo constante (contracción isotónica). Se colocaron dos electrodos de superficie sobre la prominencia del bíceps y uno sobre el codo como referencia.

La primera etapa en la construcción del sistema consistió en la amplificación de la señal usando un AD620 con una ganancia de 100. Posteriormente la señal amplificada se hace pasar por un filtro pasabanda con un rango de frecuencias de 10 a 200Hz.

Como segunda etapa la señal fue digitalizada a través de una tarjeta de adquisición NI USB-6009, la frecuencia de muestreo se estableció a 1KHz y la resolución del convertidor es de 14 bits. Cada registro tuvo una duración de 10 segundos y durante este periodo el esfuerzo realizado por el músculo se mantiene constante.

Se repitió cada uno de los registros incrementando la fuerza en 100 gramos.

Finalmente, la señal es procesada en MatLab analizando cada registro en ventanas de un segundo, los parámetros calculados fueron la densidad de cruces por cero, y el promedio de la señal rectificadas para dar una medida de su contenido de energía, además se cuantificaron el número de fases por espiga.

A partir de los resultados se determinó que la energía de la señal EMG y el esfuerzo realizado son directamente proporcionales.

Lo que implicó la construcción de un circuito analógico que obtenga el valor absoluto de la señal y calcule su promedio, para evaluar la

energía de la señal; también se obtuvo el promedio utilizando un DSP.

Programación en el DSP del sistema para obtener el promedio de la señal.

Para el desarrollo de este trabajo, se inició con una investigación documental sobre el TMS320C5505 USB Stick, ya que no se cuenta con bibliografía o artículos que describan el funcionamiento o la programación de este dispositivo.

La guía principal de referencia tomada fue "TMS320C5505 USB Stick Teaching Materials" de Texas Instruments University Programme, que es un DSP anterior pero compatible con el 5515.

Específicamente el ejemplo de aplicación que sirvió como guía fue el diseño de filtros FIR. El documento explica como implementar paso a paso estos sistemas.

Para hacer pruebas al DSP y comprobar el funcionamiento del filtro, se emplearon señales de audio, las cuales eran filtradas y podían ser observadas a través de un osciloscopio.

Retroalimentación Visual

Se utilizaron cuatro comparadores para mostrarle al paciente la fuerza que ejerce su músculo, mediante la activación de una barra de LED's. Para operar el bioretroalimentador se le pide al paciente realizar una máxima contracción voluntaria, el voltaje obtenido se almacena en el capacitor del circuito mostrado en la figura 2. Para determinar las referencias de voltaje de cada comparador, se utilizó un porcentaje del voltaje almacenado.

En la figura 3 se muestra el circuito para comparar la señal original con un porcentaje del valor pico de dicha señal.

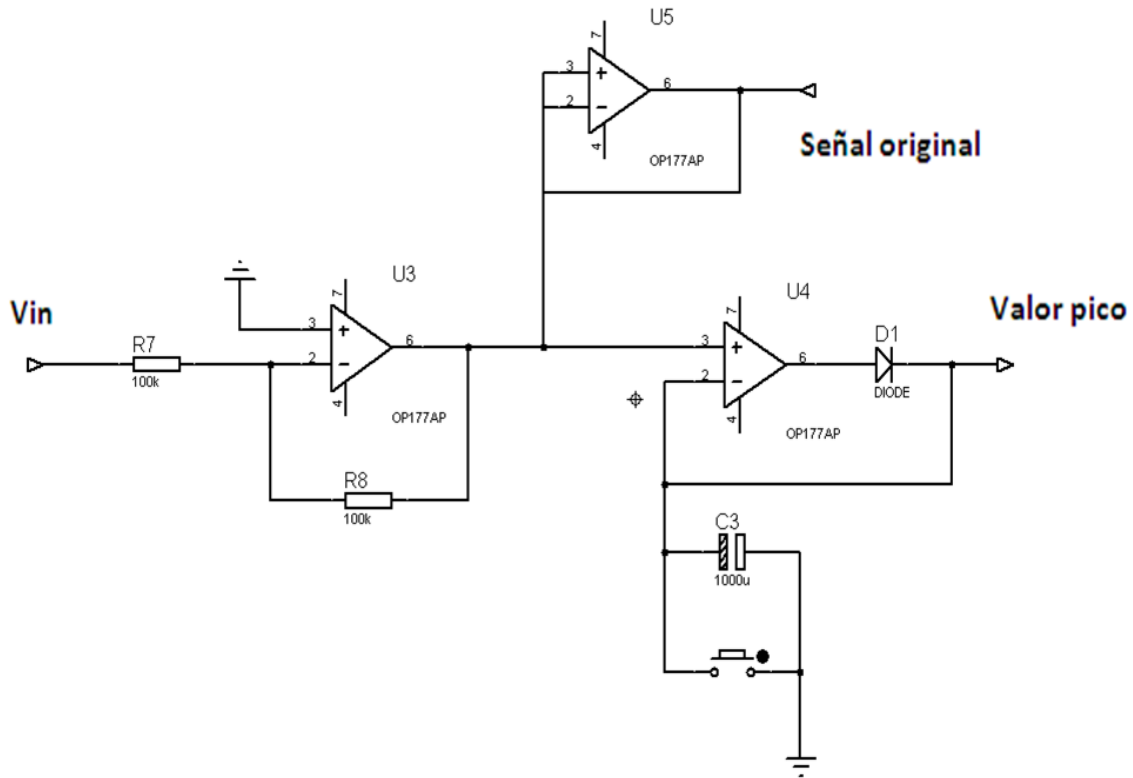


Fig. 2. Detector de envolvente que alimenta a los comparadores con el valor pico de la señal EMG, el capacitor se descarga para cada paciente.

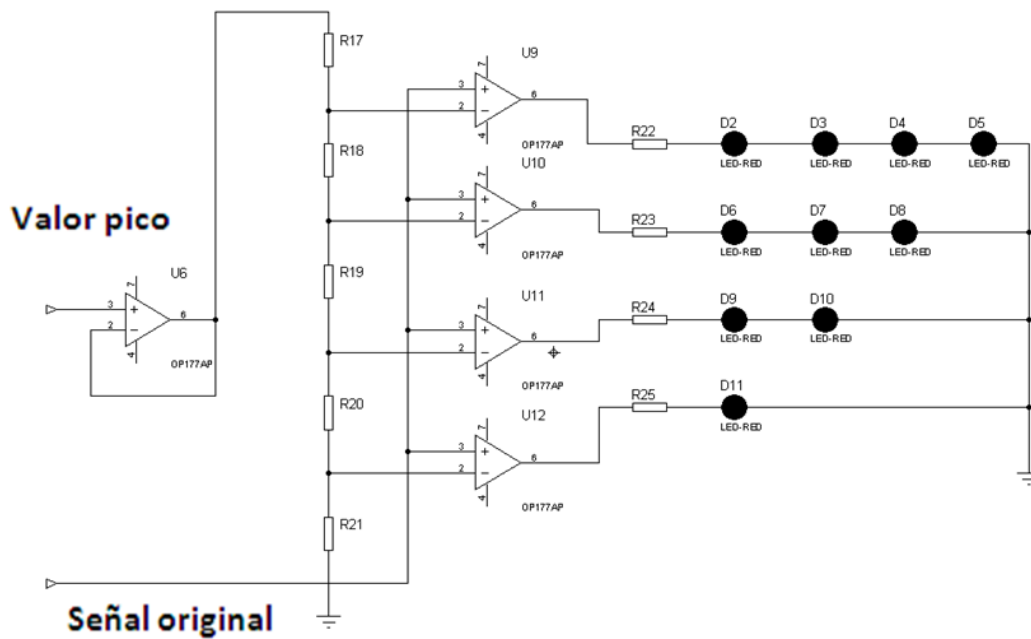


Fig. 3. En la figura se muestran los comparadores, la retroalimentación al paciente se realiza mediante una barra de leds.

III. Resultados

Los resultados de los algoritmos programados, mostraron que solo el promedio de la señal seguía al esfuerzo realizado, siempre que la fuerza ejercida sea de leve a moderada, que es el caso de los pacientes en terapia física.

El funcionamiento fue comprobado del sistema en el área de terapia física de la UMAE del IMSS en Cd. Obregón Sonora, donde se determinó que el funcionamiento es correcto para personas que tienen una musculatura en buen estado y que se encuentran en terapia.

En la Tabla 1 se muestran los resultados de los análisis realizados a la señal EMG para cuatro sujetos, cada uno realizando una contracción a doscientos, cuatrocientos y ochocientos gramos.

Se calculó la energía de la señal, el número de vueltas y la densidad de cruces por cero, observando que solo el primer parámetro es el único que se incrementa al aumentar la fuerza, en el sujeto B se puede apreciar un incremento aproximado en el área de 250, mientras en el C el incremento es de 20 y en el D también se presenta un incremento se puede apreciar incrementos más o menos proporcionales solo en el sujeto A el incremento para el experimento de los 800 gramos es mayor al incremento que va de los 200 a los 400 gramos.

Sujeto A			
200 gramos	Área	Vueltas	Cruces
0-1000	276.4203	77	101
500-1500	264.7634	71	108
1000-2000	259.1024	67	111
1500-2500	224.5137	64	103
2000-3000	240.0595	60	107
2500-3500	229.2126	60	104
3000-4000	199.5996	69	97
3500-4500	225.2899	70	101
4000-5000	294.9051	71	99
	244.36076	67.461636	103.3567

Sujeto B			
200 gramos	Área	Vueltas	Cruces
0-1000	334.7025	62	87
500-1500	359.8567	60	81
1000-2000	332.6356	56	67
1500-2500	274.821	49	71
2000-3000	278.7831	56	81
2500-3500	305.8012	58	81.5
3000-4000	311.7212	56	84
3500-4500	299.4327	58	88
4000-5000	263.9939	57	89
	305.42742	56.784001	80.7262295

Tabla 1. Resultados de los tres proceso realizados a la señal en el dominio del tiempo.

Sujeto A

400 gramos	Área	Vueltas	Cruces
0-1000	270.6501	51	86
500-1500	258.5048	54	88
1000-2000	317.8787	57	87
1500-2500	325.4559	61	73
2000-3000	325.4062	59	71
2500-3500	281.5716	61	84
3000-4000	248.5296	61	96
3500-4500	288.088	57	94
4000-5000	328.4654	57	88

292.343275 57.4620497 84.8364553

Sujeto B

400 gramos	Área	Vueltas	Cruces
0-1000	475.1513	55	84
500-1500	518.0843	57	91
1000-2000	697.1624	63	91
1500-2500	677.0348	61	92
2000-3000	507.795	62	94.5
2500-3500	593.3533	64	86.5
3000-4000	551.9743	63	82
3500-4500	501.8195	64	88.5
4000-5000	473.4067	60	87

549.80524 60.9248679 88.4181811

800 gramos	Área	Vueltas	Cruces
0-1000	534.6768	59	75.5
500-1500	491.0535	59	87
1000-2000	486.0901	61	97
1500-2500	457.1306	57	95
2000-3000	500.7344	55	82.5
2500-3500	552.9511	53	66
3000-4000	535.1993	49	67
3500-4500	487.1537	54	78
4000-5000	517.0388	60	83

506.080451 56.2095124 80.5627167

800 gramos	Área	Vueltas	Cruces
0-1000	859.4	58	81
500-1500	936.2	58	85
1000-2000	1009.3	64	82
1500-2500	814.5	67	93
2000-3000	851	63	90
2500-3500	958.9	57	75
3000-4000	861.6	63	81
3500-4500	840	67	95
4000-5000	812.6	68	96

880.291826 62.649371 86.1651399

Sujeto C

200 gramos	Área	Vueltas	Cruces
0-1000	85.9331	41	85
500-1500	78.7401	40	84
1000-2000	82.5347	46	84
1500-2500	83.5347	48	89
2000-3000	93.7626	42	85
2500-3500	108.4968	42	83
3000-4000	77.2733	37	87
3500-4500	71.0967	35	87
4000-5000	70.1846	33	87

82.8032668 40.1803682 85.6472823

Sujeto D

200 gramos	Área	Vueltas	Cruces
0-1000	53.9209	38	87
500-1500	66.9271	44	92
1000-2000	46.1231	33	85
1500-2500	35.5244	23	79
2000-3000	28.7728	23	80
2500-3500	40.9258	28	76.5
3000-4000	45.7331	33	78.5
3500-4500	33.6514	31	81
4000-5000	26.3837	28	80

40.3372147 30.5836011 81.9837325

Tabla 1. Continuación

Sujeto C

400 gramos	Área	Vueltas	Cruces
0-1000	91.2025	35	81
500-1500	97.3014	35	82
1000-2000	100.1784	34	83
1500-2500	108.0224	34	90
2000-3000	106.4622	32	87
2500-3500	113.6923	36	81.5
3000-4000	117.6677	33	80
3500-4500	124.9905	31	76.5
4000-5000	130.845	33	73

109.357345 33.6333916 81.415641

Sujeto D

400 gramos	Área	Vueltas	Cruces
0-1000	64.1027	35	74
500-1500	48.4932	30	77
1000-2000	55.9897	35	78
1500-2500	65.1745	40	78
2000-3000	63.9451	36	70
2500-3500	51.8138	33	71
3000-4000	67.5259	31	69.5
3500-4500	62.8287	32	63
4000-5000	55.9731	32	68.5

59.1955804 33.6580058 71.9501248

800 gramos	Área	Vueltas	Cruces
0-1000	128.6091	35	78
500-1500	130.8446	36	79
1000-2000	127.0307	36	75
1500-2500	120.1468	41	80
2000-3000	126.7559	36	79.5
2500-3500	119.268	28	81
3000-4000	116.0998	33	82
3500-4500	121.9366	40	70
4000-5000	141.9232	39	65.5

125.640261 35.7964165 76.4789702

800 gramos	Área	Vueltas	Cruces
0-1000	89.3415	33	77
500-1500	72.6651	34	79
1000-2000	80.5114	39	66
1500-2500	85.4152	36	75
2000-3000	73.0625	35	85
2500-3500	72.4517	41	86.5
3000-4000	74.1219	38	79.5
3500-4500	75.5411	37	69
4000-5000	64.5756	41	78

76.0854216 37.0110347 76.9616409

Tabla 1. Continuación

IV. Discusión

De los resultados se puede observar que el parámetro conocido como energía de la señal, está en proporción directa con el incremento de la fuerza ejercida por un paciente. La densidad de cruces por cero es susceptible al ruido por lo que no presenta un comportamiento regular con los incrementos de la fuerza. Se optó por la construcción de un sistema analógico que ya construido en circuito impreso tiene la mitad de costo del desarrollado en un DSP.

El sistema fue probado en el área de terapia física donde se observó que en pacientes con enfermedades degenerativas, se complicaba el registro de la señal EMG incluso al personal clínico.

V. Conclusiones

Correctamente, por lo que este instrumento no será útil en sujetos con distrofias musculares en las que la señal EMG es difícil de registrar y más aún de interpretar.

El sistema es útil en músculos de fácil localización y para sujetos que no han perdido masa muscular.

Se determina que el promedio de la señal es útil para relacionar la señal fuerza con la actividad eléctrica registrada, este análisis mantiene bajo el costo del medidor, otros parámetros como el cruce por cero, no muestra la relación directa con la fuerza sin embargo con esta medida se podría apreciar la variación de tasa de disparo.

Este sistema puede apoyar a un paciente para apreciar si aumenta o no su fuerza y para medir el tiempo en que mantiene el nivel de una contracción.

Otra posible aplicación es en la medicina del trabajo donde se podría apreciar una disminución o variación de la fuerza de un músculo lo que

Construir un sistema de bioretroalimentación para la señal EMG utilizando un DSP resulta impráctico ya que es un sistema costoso, aunque proporciona una gran flexibilidad y potencia en los cálculos, sin embargo estas características no son importantes para un sistema que sea doméstico.

Este sistema trata con una señal que no es uniforme, es decir sus parámetros no son compartidos por todos los pacientes. La señal EMG, depende del estado muscular, de la ubicación de los electrodos y del buen contacto eléctrico que realicen.

La señal debe ser analizada por un médico especialista, por lo que un paciente no podrá interpretar si la señal es captada o no podría ser aprovechado para determinar la fatiga muscular.

VI. Referencias

- [1] M. Aminoff, "Electromyography in clinical practice", 3^{ed}, 1998, Churchill Livingstone, USA. pp630.
- [2] B. Christie, "Introduction to biomedical Instrumentation", 1 ed, 2009, Cambridge Univ Press, U.K., pp223.
- [3] A. Bahara, K Cikurel, "CrashCourse Neurology" 1 ed, 1999, Mosby, U.K. , pp248
- [4] P. Kaplanis "Surface EMG Analysis based on isometric voluntary contraction", J of Kinesiology & Electromyography, Vol 19 ,2009, p157-171.
- [5] K. McGill, Journal of Neuroscience Methods, Vol 149, No 2, 2005, 121-133.

VII. Autores

Dr. Alberto Ramírez Treviño, obtuvo el grado de Doctor en Ciencias de la Ing. Eléctrica con especialidad en Biomédica en CINVESTAV unidad DF. Es profesor Investigador en el Instituto Tecnológico Superior de Cajeme.

M.C. Flavio Muñoz Beltrán, obtuvo el grado de Maestro en Ciencias de la Ing. Eléctrica con especialidad en Control en CINVESTAV unidad Guadalajara. Es profesor del área de ingeniería electrónica en el Instituto Tecnológico Superior de Cajeme.

M.C.M. Olga Brito Zurita, obtuvo el grado de Maestría en Ciencias Médicas en la UNAM, actualmente es directora de Investigación del Centro Médico del Noroeste del IMSS en Ciudad Obregón Sonora

Criterios de Optimización Geométrica para una Termocupla Peltier

Alexander Vargas Almeida, Miguel Ángel Olivares Robles

Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica Unidad Culhuacán, IPN. Avenida Santa Ana 1000, San Francisco Culhuacán, Coyoacán, 04430, México, D.F., 55 57296000, alexvargas.almeida@gmail.com, molivares67@gmail.com.

Resumen

Un módulo termoeléctrico es un dispositivo que consiste de termocuplas de materiales semiconductores que generan energía eléctrica por medio de un gradiente de temperatura, o bien pueden ser usados para remover calor de un punto a otro (enfriamiento) cuando se somete a una diferencia de potencial eléctrico. Actualmente estos dispositivos están siendo aplicados para generación de pequeños voltajes y para refrigeración de pequeños espacios. Sin embargo existe la posibilidad de mejorar su eficiencia o coeficiente de desempeño y de este forma aprovechar sus ventajas para aplicaciones a mayor escala. Para alcanzar este objetivo se han tomado diferentes rutas, entre las que destaca el análisis de los parámetros geométricos para mejorar el diseño de módulos termoeléctricos. En este trabajo se muestran los criterios básicos que se aplican para el diseño de estos sistemas incluyendo la selección de los materiales, considerando el caso específico de una termocupla para enfriamiento.

Palabras Clave: Coeficiente de Desempeño, Diferencia de Temperatura, Efecto Peltier, Efecto Seebeck, Figura de mérito.

I. Introducción

Los efectos Seebeck y Peltier son fenómenos de transporte de calor y de carga eléctrica, en base a los cuales ocurren la generación de corriente eléctrica y enfriamiento respectivamente [1,2,3]; en dispositivos termoeléctricos. El elemento básico que constituye a estos dispositivos es una termocupla de materiales semiconductores [4,5] (ver Fig. 1). Formada por dos segmentos de estos materiales, a los que llamaremos legs.

Un parámetro que mide la eficiencia de una termocupla es la figura de mérito [6] la cual está representada por la siguiente ecuación:

$$Z = \frac{(\alpha_2 - \alpha_1)^2}{\left(\frac{l_1 \rho_1}{a_1} + \frac{l_2 \rho_2}{a_2}\right) \left(\frac{a_1 \kappa_1}{l_1} + \frac{a_2 \kappa_2}{l_2}\right)} \quad (1)$$

Donde α_1 , $\frac{l_1 \rho_1}{a_1}$, $\frac{a_1 \kappa_1}{l_1}$ y α_2 , $\frac{l_2 \rho_2}{a_2}$, $\frac{a_2 \kappa_2}{l_2}$ son los coeficientes Seebeck, resistencia eléctrica y

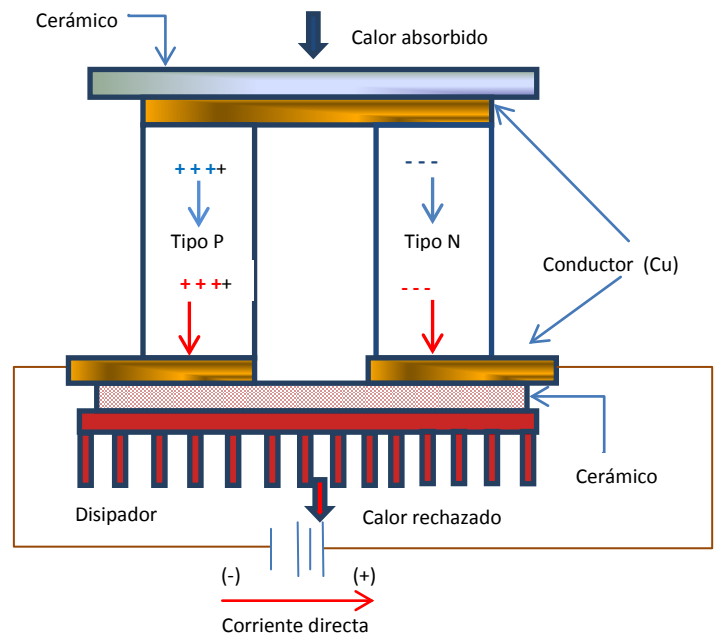


Fig. 1. Termocupla de materiales semiconductores tipo N y tipo P.

Para el caso de enfriamiento por efecto Peltier las cantidades que permiten conocer la eficacia de una termocupla son el Coeficiente de Desempeño (COP) y la máxima diferencia de temperatura ΔT_{\max} [7,8,9]

El objetivo principal dentro del campo de refrigeración termoeléctrica es obtener el dispositivo más eficaz, esto involucra que los materiales que se utilizan para su fabricación deben proporcionar los mejores valores de los parámetros antes mencionados. Para el cumplimiento de ésta condición las propiedades termoeléctricas de los materiales se encuentran limitadas por las dimensiones geométricas de las legs (área y longitud) de la termocupla.

En este trabajo consideramos tres cocientes, que incluyen parámetros geométricos de una termocupla, en términos de los cuales derivamos las condiciones que deben cumplir los materiales [10] para su óptimo desempeño. La importancia de nuestro análisis es que abordamos el caso más general, a saber, distintas longitudes y distintas áreas para las legs de la termocupla.

II. Optimización con respecto a los parámetros geométricos.

El sistema a estudiar consiste de una termocupla formada por una leg de área a_1 y longitud l_1 y otra leg de área a_2 y longitud l_2 (ver Fig. 2). Las cantidades Z , COP y ΔT son maximizadas con respecto a los cocientes ($\gamma = \frac{a_2}{a_1}$), ($Y = \frac{l_2}{l_1}$) y ($\Gamma = \frac{a_2/l_2}{a_1/l_1}$).

II.1 Figura de merito

A. Longitudes iguales ($l_1 = l_2$) y áreas diferentes.

La figura de merito para este caso es [11]:

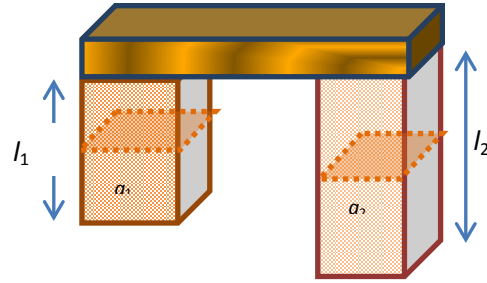


Fig. 2. Termocupla con legs de diferentes áreas y diferentes longitudes.

$$Z_a = \frac{(\alpha_2 + \alpha_1)^2}{(a_1\kappa_1 + a_2\kappa_2) \left(\frac{\rho_1}{a_1} + \frac{\rho_2}{a_2} \right)} \quad (2)$$

Usando el cociente $\gamma = \frac{a_2}{a_1}$ se obtiene:

$$Z_\gamma = \frac{(\alpha_2 - \alpha_1)^2}{(\rho_1\kappa_1 + \rho_1\kappa_2\gamma + \rho_2\kappa_1\gamma^{-1} + \rho_2\kappa_2)} \quad (3)$$

El valor de γ que maximiza a Z es:

$$\gamma_{\max} = \frac{\sqrt{\kappa_1}\sqrt{\rho_2}}{\sqrt{\kappa_2}\sqrt{\rho_1}} \quad (4)$$

Evaluando Z_γ en este valor, se tiene:

$$Z_{\gamma-\max} = \frac{(\alpha_2 - \alpha_1)^2}{(\sqrt{\kappa_1}\sqrt{\rho_1} + \sqrt{\kappa_2}\sqrt{\rho_2})^2} \quad (5)$$

B. Áreas iguales ($a_1 = a_2$) y longitudes diferentes

En esta condición la figura de merito es:

$$Z_Y = \frac{(\alpha_2 - \alpha_1)^2}{\kappa_1\rho_1 + \frac{\kappa_2\rho_1}{Y} + Y\kappa_1\rho_2 + \kappa_2\rho_2} \quad (6)$$

Donde $Y = \frac{l_2}{l_1}$.

El valor que maximiza a Z_l es:

$$Y_{\max} = \frac{\sqrt{\kappa_2}\sqrt{\rho_1}}{\sqrt{\kappa_1}\sqrt{\rho_2}} \quad (7)$$

Para el cual

$$Z_{\Gamma-\max} = \frac{(\alpha_2 - \alpha_1)^2}{(\sqrt{\kappa_1}\sqrt{\rho_1} + \sqrt{\kappa_2}\sqrt{\rho_2})^2} \quad (8)$$

C. Cociente $\Gamma = \frac{a_2 l_1}{a_1 l_2}$.

La figura de merito es:

$$Z_{\Gamma} = \frac{(\alpha_2 - \alpha_1)^2}{\kappa_1 \rho_1 + \Gamma \kappa_2 \rho_1 + \frac{\kappa_1 \rho_2}{\Gamma} + \kappa_2 \rho_2} \quad (9)$$

El valor que maximiza a Z_{Γ} es:

$$\Gamma_{max} = \frac{\sqrt{\kappa_1}\sqrt{\rho_2}}{\sqrt{\kappa_2}\sqrt{\rho_1}} \quad (10)$$

Para el cual se tiene:

$$Z_{\Gamma-\max} = \frac{(\alpha_2 - \alpha_1)^2}{(\sqrt{\kappa_1}\sqrt{\rho_1} + \sqrt{\kappa_2}\sqrt{\rho_2})^2} \quad (11)$$

II.2 Coeficiente de desempeño (COP)

En la literatura de enfriamiento termoeléctrico es conocido el resultado para el coeficiente de desempeño maximizado con respecto a la corriente [7], en este trabajo usamos este resultado que ya está dado y ahora lo maximizamos con respecto a los parámetros geométricos. El coeficiente de desempeño (COP) en el mejor valor de corriente, ahora es dado como función de las áreas y de las longitudes por la siguiente ecuación:

$$\phi_{j-\max} = \frac{-\frac{T_H}{T_c} + T_c \sqrt{1 + \frac{T_M(-\alpha_1 + \alpha_2)^2}{\kappa_1 \rho_1 + \frac{a_2 \kappa_2 \rho_1}{a_1} + \frac{a_1 \kappa_1 \rho_2}{a_2} + \kappa_2 \rho_2}}}{1 + \Delta T \sqrt{1 + \frac{T_M(-\alpha_1 + \alpha_2)^2}{\kappa_1 \rho_1 + \frac{a_2 \kappa_2 \rho_1}{a_1} + \frac{a_1 \kappa_1 \rho_2}{a_2} + \kappa_2 \rho_2}}} \quad (12)$$

En esta ecuación el valor de corriente que maximiza al COP ya ha sido sustituido y como mencionamos anteriormente, tenemos el valor máximo del COP como función de las áreas y longitudes de las legs.

A. Longitudes iguales ($l_1 = l_2$) y areas diferentes.

Para este caso el coeficiente de desempeño como función de γ es:

$$\phi_{j-\max-\gamma} = \frac{-\frac{T_H}{T_c} + T_c \sqrt{1 + \frac{T_M(-\alpha_1 + \alpha_2)^2}{\kappa_1 \rho_1 + \gamma \kappa_2 \rho_1 + \frac{\kappa_1 \rho_2}{\gamma} + \kappa_2 \rho_2}}}{1 + \Delta T \sqrt{1 + \frac{T_M(-\alpha_1 + \alpha_2)^2}{\kappa_1 \rho_1 + \gamma \kappa_2 \rho_1 + \frac{\kappa_1 \rho_2}{\gamma} + \kappa_2 \rho_2}}} \quad (13)$$

El valor de γ que maximiza a esta cantidad es:

$$\gamma_{max} = \frac{\sqrt{\kappa_1}\sqrt{\rho_2}}{\sqrt{\kappa_2}\sqrt{\rho_1}} \quad (14)$$

Entonces ϕ_a evaluado a este valor de γ es:

$$\phi_{j-\max-\gamma-\max} = \frac{-T_H + T_c^2 \sqrt{1 + \frac{T_M(\alpha_1 - \alpha_2)^2}{(\sqrt{\kappa_1}\sqrt{\rho_1} + \sqrt{\kappa_2}\sqrt{\rho_2})^2}}}{T_c(1 + \Delta T) \sqrt{1 + \frac{T_M(\alpha_1 - \alpha_2)^2}{(\sqrt{\kappa_1}\sqrt{\rho_1} + \sqrt{\kappa_2}\sqrt{\rho_2})^2}}} \quad (15)$$

B. Áreas iguales ($a_1 = a_2$) y longitudes diferentes

El coeficiente de desempeño como función del cociente de longitudes está dado por:

$$\phi_{j-\max-\gamma} = \frac{-\frac{T_H}{T_c} + T_c \sqrt{1 + \frac{T_M(-\alpha_1 + \alpha_2)^2}{\kappa_1 \rho_1 + \frac{\kappa_2 \rho_1}{\gamma} + \gamma \kappa_1 \rho_2 + \kappa_2 \rho_2}}}{1 + \Delta T \sqrt{1 + \frac{T_M(-\alpha_1 + \alpha_2)^2}{\kappa_1 \rho_1 + \frac{\kappa_2 \rho_1}{\gamma} + \gamma \kappa_1 \rho_2 + \kappa_2 \rho_2}}} \quad (16)$$

El valor de γ que maximiza al COP es:

$$\gamma_{max} = \frac{\sqrt{\kappa_2}\sqrt{\rho_1}}{\sqrt{\kappa_1}\sqrt{\rho_2}} \quad (17)$$

Y está dado por:

$$\phi_{j-max-\gamma-max} = \frac{-T_H + T_c^2 \sqrt{1 + \frac{T_M(\alpha_1 - \alpha_2)^2}{(\sqrt{\kappa_1}\sqrt{\rho_1} + \sqrt{\kappa_2}\sqrt{\rho_2})^2}}}{T_c(1 + \Delta T) \sqrt{1 + \frac{T_M(\alpha_1 - \alpha_2)^2}{(\sqrt{\kappa_1}\sqrt{\rho_1} + \sqrt{\kappa_2}\sqrt{\rho_2})^2}}} \quad (18)$$

C. Cociente $\Gamma = \frac{a_2 l_1}{a_1 l_2}$.

El COP como función de Γ está dado por:

$$\phi_{j-max-\Gamma} = \frac{-\frac{T_H}{T_c} + T_c \sqrt{1 + \frac{T_M(-\alpha_1 + \alpha_2)^2}{\kappa_1 \rho_1 + \Gamma \kappa_2 \rho_1 + \frac{\kappa_1 \rho_2}{\Gamma} + \kappa_2 \rho_2}}}{1 + \Delta T \sqrt{1 + \frac{T_M(-\alpha_1 + \alpha_2)^2}{\kappa_1 \rho_1 + \Gamma \kappa_2 \rho_1 + \frac{\kappa_1 \rho_2}{\Gamma} + \kappa_2 \rho_2}}} \quad (19)$$

El valor de Γ que maximiza este resultado es:

$$\Gamma_{max} = \frac{\sqrt{\kappa_1} \sqrt{\rho_2}}{\sqrt{\kappa_2} \sqrt{\rho_1}} \quad (20)$$

Para el cual el COP es:

$$\phi_{j-max-\Gamma-max} = \frac{-T_H + T_c^2 \sqrt{1 + \frac{T_M(\alpha_1 - \alpha_2)^2}{(\sqrt{\kappa_1}\sqrt{\rho_1} + \sqrt{\kappa_2}\sqrt{\rho_2})^2}}}{T_c \left(1 + \Delta T \sqrt{1 + \frac{T_M(\alpha_1 - \alpha_2)^2}{(\sqrt{\kappa_1}\sqrt{\rho_1} + \sqrt{\kappa_2}\sqrt{\rho_2})^2}} \right)} \quad (21)$$

II.3 Máxima diferencia de temperatura

La máxima diferencia de temperatura en una termocupla, como función de los parámetros área y longitud está dada por la siguiente ecuación:

$$\Delta T_{max} = \frac{T_c^2 (-\alpha_1 + \alpha_2)^2}{2 \left(\kappa_1 \rho_1 + \frac{a_2 l_1 \kappa_2 \rho_1}{a_1 l_2} + \frac{a_1 l_2 \kappa_1 \rho_2}{a_2 l_1} + \kappa_2 \rho_2 \right)} \quad (22)$$

A. Longitudes iguales ($l_1 = l_2$) y áreas diferentes.

La máxima diferencia de temperatura como función de γ está dado por la siguiente ecuación:

$$\Delta T_{max-\gamma} = \frac{T_c^2 (-\alpha_1 + \alpha_2)^2}{2(\kappa_1 \rho_1 + \gamma \kappa_2 \rho_1 + \frac{\kappa_1 \rho_2}{\gamma} + \kappa_2 \rho_2)} \quad (23)$$

El valor de γ que maximiza esta diferencia de temperatura es:

$$\gamma_{max} = \frac{\sqrt{\kappa_1} \sqrt{\rho_2}}{\sqrt{\kappa_2} \sqrt{\rho_1}} \quad (24)$$

Para el cual la máxima diferencia de temperatura es:

$$\Delta T_{max-\gamma-max} = \frac{T_c^2 (\alpha_2 - \alpha_1)^2}{2(\sqrt{\kappa_1}\sqrt{\rho_1} + \sqrt{\kappa_2}\sqrt{\rho_2})^2} \quad (25)$$

B. Áreas iguales ($a_1 = a_2$) y longitudes diferentes

Para este caso la diferencia de temperaturas está dada por:

$$\Delta T_{max-\gamma} = \frac{T_c^2 (\alpha_2 - \alpha_1)^2}{2(\kappa_1 \rho_1 + \frac{\kappa_2 \rho_1}{\gamma} + \gamma \kappa_1 \rho_2 + \kappa_2 \rho_2)} \quad (26)$$

Y el valor de γ la maximiza es:

$$\gamma_{max} = \frac{\sqrt{\kappa_2} \sqrt{\rho_1}}{\sqrt{\kappa_1} \sqrt{\rho_2}} \quad (27)$$

Y el valor de la máxima diferencia de temperatura es:

$$\Delta T_{max-\gamma-max} = \frac{T_c^2 (\alpha_2 - \alpha_1)^2}{2(\sqrt{\kappa_1}\sqrt{\rho_1} + \sqrt{\kappa_2}\sqrt{\rho_2})^2} \quad (28)$$

C. Cociente $\Gamma = \frac{a_2 l_1}{a_1 l_2}$

La máxima diferencia de temperatura como función de Γ está dada por:

$$\Delta T_{max-\Gamma} = \frac{T_c^2 (\alpha_2 - \alpha_1)^2}{2(\kappa_1 \rho_1 + \Gamma \kappa_2 \rho_1 + \frac{\kappa_1 \rho_2}{\Gamma} + \kappa_2 \rho_2)} \quad (29)$$

Y el valor que la maximiza es:

$$\Gamma_{max} = \frac{\sqrt{\kappa_1} \sqrt{\rho_2}}{\sqrt{\kappa_2} \sqrt{\rho_1}} \quad (30)$$

Para el cual se tiene:

$$\Delta T_{max-\Gamma-max} = \frac{T_c^2 (\alpha_2 - \alpha_1)^2}{2(\sqrt{\kappa_1}\sqrt{\rho_1} + \sqrt{\kappa_2}\sqrt{\rho_2})^2} \quad (31)$$

III. Resultados

Ahora los resultados son evaluados utilizando valores numéricos (reportados en la literatura) [12] de las propiedades termoeléctricas de los materiales más utilizados para construir

termocuplas. Estos materiales son $Sb_2 Te_3$ (tipo p = 1) y $Bi_2 Te_3$ (tipo n =2) y.(ver Tabla 1).

Material	$\alpha(V/K)$	$\rho (\Omega m)$	$\kappa (W/mK)$
$Bi_2 Te_3$	-210×10^{-6}	9×10^{-6}	1.5
$Sb_2 Te_3$	110×10^{-6}	3.5×10^{-6}	1.5

Tabla 1. Propiedades termoeléctricas de los materiales tipo N y tipo P. Método de Fabricación Metalorganic Chemical Vapor Deposition (MOCVD). Fuente L. M. Goncalves.

Con los valores de la tabla anterior se han obtenido los valores máximos, (ver Tabla 2).

Cantidad	$\gamma_{max}=1.60357$	$Y_{max}=0.62361$	$\Gamma_{max}=1.60357$
ZT	0.86323	0.86323	0.86323
COP (ϕ)	5.7017	5.7017	5.7017
ΔT_{max}	94.2872	94.2872	94.2872

Tabla 2. Valores máximos de la figura de merito (Z), coeficiente de rendimiento (COP) y máxima diferencia de temperatura (ΔT_{max}).

Utilizando los valores numéricos se han obtenido las gráficas para la figura merito, coeficiente de rendimiento y máxima diferencia de temperatura en función de γ, Y, Γ . Considerando que tanto la longitud y área de una leg se encuentran dentro del mismo orden de magnitud, ha sido posible tener de forma simultánea en el eje x a los tres cocientes γ, Y, Γ .

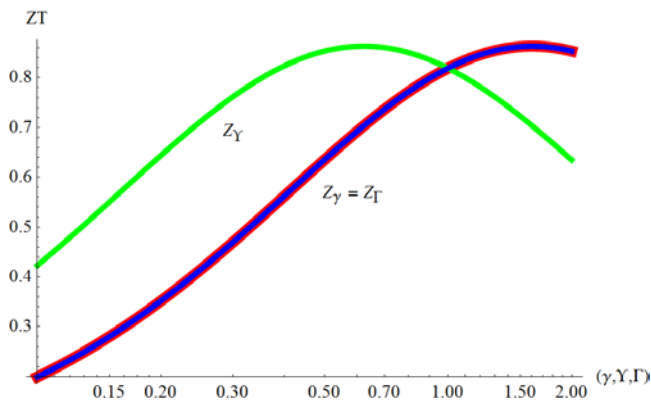


Fig. 3. Figura de merito como función de los cocientes geométricos γ, Y, Γ .

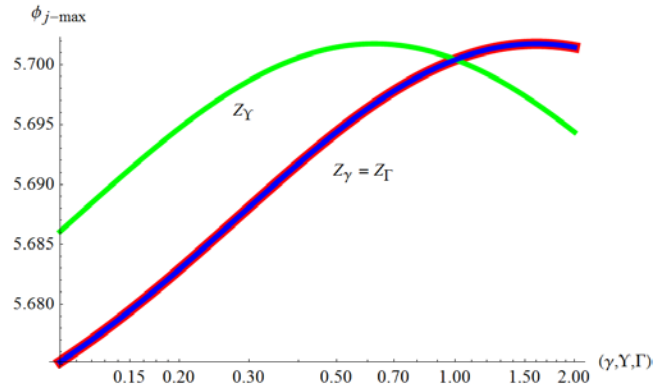


Fig. 4. Coeficiente de rendimiento como función de los cocientes geométricos γ, Y, Γ .

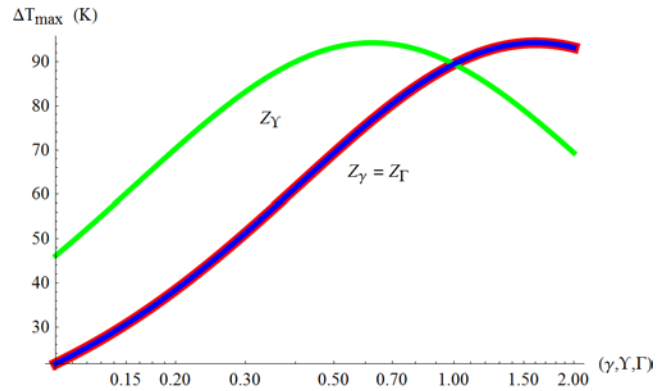


Fig. 5. Máxima diferencia de temperatura como función de los cocientes geométricos γ, Y, Γ .

IV. Discusión

Como primer punto cabe notar que los valores numéricos que hemos obtenido para $\gamma_{max} = 1.60357, Y_{max} = 0.62361, \Gamma_{max} = 1.60357$, por medio de algunos de los conjuntos de ecuaciones como las ecs. (4, 7, 10), coinciden con los máximos observados en las gráficas. (3, 4, 5).

Nuestros resultados muestran que para cada una de las cantidades Z, COP y ΔT_{max} , los valores de γ_{max} y Y_{max} son distintos. Pero γ_{max} y Γ_{max} son iguales en cada caso. Otro aspecto que cabe mencionar es que, independientemente de cual sea el parámetro, cada una de las cantidades Z, COP y ΔT_{max} , siempre alcanzan el mismo valor máximo, $ZT \approx 0.86, COP(\phi) \approx 5.70, \Delta T_{max} \approx 94.28$. Las curvas que dependen de γ y Y

coinciden. Y cuando se tiene $\gamma = \Upsilon = \Gamma = 1$, las curvas de Z_γ , Z_Υ y Z_Γ se intersectan.

Estos resultados implican que el valor máximo de cada una de las cantidades Z , COP y ΔT_{\max} se puede obtener optimizando el sistema con respecto a alguno de los tres parámetros γ , Υ , Γ . Es suficiente con optimizar únicamente una de las Z , COP y ΔT_{\max} debido a que las tres son maximizadas por el mismo valor ya sea de γ_{\max} , Υ_{\max} o Γ_{\max} .

Como comentario final podríamos agregar que los resultados de este trabajo han comprobado que los materiales Bi_2Te_3 y Sb_2Te_3 cumplen con buenas propiedades termoeléctricas para la construcción de módulos Peltier, como es bien conocido en el campo de termoelectricidad [13], por ejemplo si se observa la gráfica 3, se alcanza un valor máximo de $ZT \approx 0.86$, el valor estándar que se ha establecido para ZT es 1 [14].

V. Conclusiones

En este trabajo se han presentado los primeros resultados obtenidos para la optimización de una termocupla con respecto a parámetros geométricos, hemos mostrado que considerando el mismo orden de magnitud para los parámetros γ , Υ , Γ , cada una de las cantidades Z , COP y ΔT_{\max} , alcanzan el mismo valor máximo. La importancia de estos resultados radica en mostrar cómo se relacionan la geometría de la termocupla y las propiedades termoeléctricas de los materiales que se utilizan para construirla. Este aspecto se muestra por ejemplo en las ecuaciones (4, 7-9). Esto representa un criterio para seleccionar materiales termoeléctricos los cuales deben cumplir las condiciones dadas por tales ecuaciones.

Como trabajo futuro consideramos que un estudio más completo debe hacerse sobre este sistema, en particular es de interés incluir el efecto Thomson en la ecuación de balance de calor de la termocupla. Para proporcionar una aproximación más realista pretendemos incluir la resistencia de contacto.

VI. Referencias

- [1] J. C. Zheng, "Recent advances on thermoelectric materials", *Front. Phys. China*, volume 3, 2008, pp. 269 – 279.
- [2] G. J. Snyder. "Small Thermoelectric Generators", *The Electrochemical Society Interface 2008*. pp. 54 – 56.
- [3] S.B. Riffat, X. Ma. "Thermoelectrics: a review of present and potential applications". *Applied Thermal Engineering*. Volumen 23. 2003. pp. 913 – 935.
- [4] S. Lineykin, S. Ben – Yaakov, "Modeling and Analysis of Thermoelectric Modules", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volumen 43, 2007, pp. 505 – 512.
- [5] M. Terry, M. A. Subramanian, "Thermoelectric Materials Phenomena, and Applications: A Bird'S Eye View". *MRS BULLETIN*. Volumen 31. Marzo 2006. pp. 188.
- [6] R. R. Heikes, R. W. Ure, *Thermoelectricity: Science and Engineering*. 1961. Interscience Publishers. New York. pp. 6.
- [7] H. J. Goldsmith, *Thermoelectric Refrigeration*. 1964. Temple Press Books LTD. London. pp 5 – 11.
- [8] G. Savelli, M. Plissonnier, "New Methodology of thermoelectric modules design to an increase of performances." *Power MEMS 2009*, pp. 288 – 291.
- [9] *Thermoelectric Module (Peltier Module) Specifications*. TE Technology, INC. USA. 2010.
- [10] Y. Zhang, Z. Bian, A. Shahouri, "Improved maximum cooling by optimizing the geometry of thermoelectric leg elements." *International Conference on Thermoelectrics*, 2005, pp. 233 – 236.
- [11] H. J. Goldsmith, *Introduction to Thermoelectricity 2009*. Interscience Publishers. New York. pp. 11.

- [12] L. M. Goncalves, C. Couto, P. Alpuim, D. M. Rowe, J. H. Correia, “Thermoelectric Properties of Bi_2Te_3 / Sb_2Te_3 Thin Films”, Materials Science Fórum Vols. 514 – 516, May 2006, pp. 156 – 160.
- [13] The Science of Thermoelectric Materials. <http://www.its.caltech.edu/~jsnyder/thermoelectrics/>. Julio 2013.
- [14] IPM – ZT – Meter – 870 K: Realtime Measurement of the Figure of Merit. Fraunhofer Institute for Physical Measurement Techniques . Alemania.

VII. Autores

Lic. en física Alexander Vargas Almeida

Obtuvo su título de Licenciatura en Física por la Universidad Juárez Autónoma de Tabasco, actualmente estudiante de Maestría de Ingeniería en Sistema Energéticos en la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica (ESIME) unidad Culhuacán, del IPN. Realizó una visita de investigación en el Instituto de Tecnología de California.

Dr. Miguel Ángel Olivares Robles Recibió el grado de Maestro en Ciencias en Física y el Grado de Doctor en Ciencias 1994 y 1997 respectivamente, en la Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Iztapalapa (UAM-Iztapalapa). Realizó su Estancia Posdoctoral en el Department of Physics, Ohio University durante los años 1999 y 2000. Actualmente es Profesor Investigador Titular C, definitivo y de tiempo completo en la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica Unidad Culhuacan (ESIME-Culhuacan) del Instituto Politécnico Nacional (IPN). Miembro del Sistema Nacional de Investigadores (SNI) ininterrumpidamente desde 1997 a la fecha.

Un Análisis Numérico-Experimental de la Transferencia del Calor Mediante Imágenes Termográficas

*Antonio Gómez González, *Ramiro Velázquez Guerrero, **Miguel Magos Rivera

*Universidad Panamericana campus Bonaterra, Josemaría Escrivá de Balaguer 101, Fracc. Rústicos Calpulli, CP 20290, Aguascalientes, Ags., México, asgomez@up.edu.mx, rvelazquez@up.edu.mx.

**Universidad Autónoma Metropolitana – Azcapotzalco, Ave San Pablo 180, Col. Reynosa Tamaulipas, CP 02200, México, DF., México, mrm@correo.azc.uam.mx.

Resumen

El análisis de elemento finito (AEF) es un método numérico usado para llegar a soluciones aproximadas de problemas de ingeniería complejos. La termografía es una técnica moderna de formación de imágenes usando como fuente la radiación infrarroja emitida en forma de calor. Con el objetivo de establecer un marco para futuros proyectos y poder asegurar el uso correcto de ambos métodos, en este artículo se hace un estudio comparativo entre el AEF y la termografía. Dicho estudio se realiza en un caso simple de transferencia de calor; en un sistema donde hay tanto conducción como convección, en un material con un coeficiente de emisividad conocido y confiable así como propiedades físicas fácilmente obtenibles.

Palabras Clave: Análisis de elemento finito (AEF), Conducción, Convección, Emisividad, Imágenes termográficas, Transferencia de calor.

I. Introducción

Los problemas de ingeniería son muy variados y de distintos niveles de complejidad. Su planeación, desarrollo y evaluación involucran muchas técnicas y métodos diferentes, tanto teóricos (etapa de diseño) como experimentales (tanto en prototipos como en productos terminados) [1]. En este artículo se exploran dos de estas técnicas, una teórica y una experimental, y se trata de comprobar los resultados de una con la otra. La técnica teórica utilizada es el análisis de elemento finito (AEF) y la técnica experimental es la termografía (con el uso de una cámara termográfica). El objetivo es comprobar las predicciones hechas con un software de elemento finito en la etapa de diseño en un prototipo funcional haciendo uso de las imágenes termográficas, pero antes se debe de establecer un marco de referencia de estas comparaciones para poder asegurar una mayor confiabilidad en el resultado.

El medio usado para el análisis inicial es la transferencia de calor. Dada su estrecha relación con la termografía y el AEF, proporciona gran seguridad en la obtención de resultados confiables y puede servir de base para ambas técnicas. Además este conocimiento es de gran utilidad en otros proyectos ya que el campo de la temperatura y flujo de calor es importante en muchas aplicaciones de ingeniería como el enfriamiento de equipo electrónico, diseño de sistemas térmicos y de fluidos, etc.

Hay tres modos de transferencia de calor: conducción, convección y radiación [2]. La conducción se refiere al modo de transferencia de calor que ocurre cuando existe un gradiente de temperatura en un medio. La energía es transportada por actividades moleculares. La razón de transferencia de calor q_x está dada por la ley de Fourier [3]:

$$q_x = -kA \frac{dT}{dX} \quad (1)$$

Donde k es la conductividad térmica del medio, A es el área de sección transversal, y dT y dX son los gradientes de temperatura. Para su formulación en elemento finito se puede reformular la ecuación (1) como:

$$q_x = kA \frac{(T_{i+1} - T_i)}{l} \quad (2)$$

La transferencia de calor en convección ocurre cuando un fluido en movimiento entra en contacto con una superficie sólida cuya temperatura difiere del fluido en movimiento. La razón de transferencia de calor entre el fluido y la superficie está gobernada por la ley de enfriamiento de Newton:

$$q_x = hA(T_s - T_f) \quad (3)$$

Donde h es el coeficiente de transferencia de calor, T_s es la temperatura de la superficie sólida y T_f representa la temperatura del fluido en movimiento.

Toda la materia emite radiación térmica. Esta regla es verdad mientras el cuerpo en cuestión está a una temperatura finita (expresada en Kelvin o Rankine). Según [4], la cantidad de energía emitida por una superficie está dada por la ecuación (4):

$$q^n = \varepsilon \sigma T_s^4 \quad (4)$$

Donde q^n es la razón de energía térmica por unidad de área emitida por la superficie, ε es la emisividad de la superficie $0 < \varepsilon < 1$ y σ es la constante de Stefan-Boltzman ($5.76 \times 10^{-8} \text{ W/m}^2\text{K}^4$).

Del hecho de que los cuerpos emiten radiación viene la técnica de la termografía. Dicha técnica es una técnica no invasiva (i.e no requiere de contacto con el material) que convierte las mediciones de radiación infrarroja en mediciones de temperatura. Esto es posible midiendo la

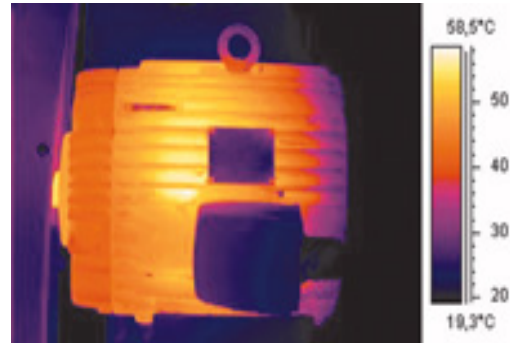


Fig. 1. Análisis de fallas mecánicas con cámara termográfica.

radiación emitida en la porción infrarroja del espectro electromagnético desde la superficie del objeto y convirtiendo posteriormente estas mediciones en señales eléctricas. Los sensores de las cámaras termográficas pueden detectar las longitudes de onda infrarrojas. Dichas cámaras son una herramienta indispensable en el mantenimiento predictivo y preventivo. Se usan para detectar alta y baja tensión, fallas mecánicas (Fig. 1), fallas en edificios, en la energía solar (paneles), vigilancia, fugas, etc.

El coeficiente de emisividad es un número adimensional que relaciona la habilidad de un objeto real para irradiar energía térmica con la habilidad de irradiar como si fuera un cuerpo negro. En este trabajo se usó un dissipador de calor color negro con un coeficiente de emisividad de $\varepsilon = 0.05$.

En cuanto al dissipador de calor, se usó un dissipador con un diseño en línea recta. Es importante recordar que cuando el flujo de aire en el dissipador decrece, resulta en el aumento de la temperatura promedio del aire [5], esto en consecuencia incrementa la temperatura del dissipador y la resistencia térmica del dissipador aumenta. Es importante tener este hecho en cuenta porque, como se observa más adelante, considerar las condiciones del elemento a analizar es esencial para obtener resultados adecuados en el análisis de elemento finito.

La eficiencia nf de cada aleta del dissipador está dada por [6]:

$$nf = \frac{\tanh(mL_c)}{mL_c} \quad (5)$$

$$mL_c = \sqrt{\frac{2h_f}{kt_f}} L_f \quad (6)$$

Donde h_f es el coeficiente de convección de la aleta, k es la conductividad térmica del material, L_f es la altura de la aleta (m) y t_f es el espesor de la aleta.

II. Análisis preliminar en ANSYS

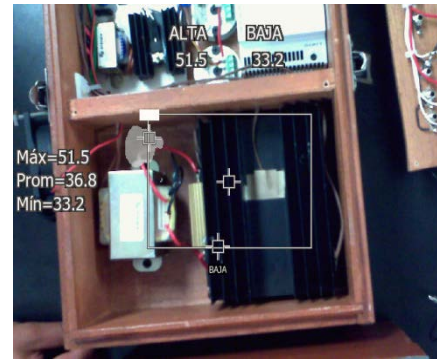
Antes de realizar el experimento con la cámara termográfica se realizó un análisis de AEF previo para tener una idea de qué tipos de resultados esperar en el experimento.

El primer paso es la selección del disipador para el experimento. El disipador conseguido es un disipador lineal doble de aluminio con un coeficiente de emisividad de 0.05 y una conductividad térmica de 240 W/(m-K) (Fig. 2(a)).

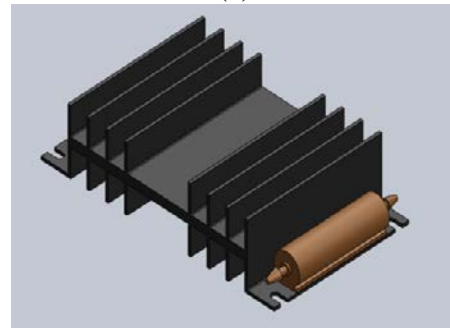
El siguiente paso es el modelado del disipador en CAD, el programa utilizado para esto es Solidworks [7]. Para asegurar resultados óptimos en el AEF, se debe de modelar con gran exactitud en toda la geometría. El resultado de este proceso se muestra en la Fig. 2(b).

El disipador se conectó a la corriente eléctrica para generar el calor, el contacto que recibirá la corriente eléctrica también será modelado (mostrado también en la Fig. 2(b)). El programa de CAD da el volumen de la geometría generada, y al recibir 12V de corriente continua, se calculó la generación interna de calor que se puso como condición inicial en el programa de AEF.

El siguiente paso es importar todo el trabajo al programa de elemento finito y establecer las condiciones iniciales. El software utilizado para el análisis de AEF es ANSYS [8]. El análisis a realizar es un análisis térmico - transitorio. Se



(a)



(b)

Fig. 2. (a) Disipador seleccionado. (b) Modelo del disipador en el software de CAD.

Ingresaron las propiedades conocidas para el disipador y para el contacto.

Las condiciones iniciales para este primer análisis son:

- Temperatura inicial: 24°C
- Tiempo total: 7200 s
- Carga de convección: aire, constante a 24°C
- Carga al contacto: Generación interna de calor de $6.5 \times 10^{-4} \text{ W/mm}^3$

Los resultados obtenidos se observan en la Fig. 3. El AEF utiliza la ecuación (2) en cada nodo para hacer las matrices y extraer los resultados. Se puede observar que la temperatura máxima es de 52°C, que es lo que se espera obtener en el experimento. También se realizó un resumen de los pasos obtenidos y las temperaturas a lo largo del tiempo en la Tabla 1.

El siguiente paso es preparar las condiciones iniciales simuladas en el laboratorio para obtener los resultados que hemos predicho.

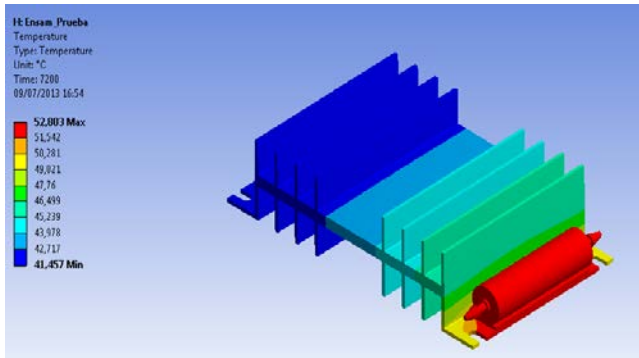


Fig. 3. Resultados del programa de AEF.

Paso	Tiempo [s]	Mínimo [°C]	Máximo [°C]
1	72	24,559	30,236
2	129,85	25,359	33,371
3	187,7	26,367	35,608
4	361,24	29,394	39,736
5	881,87	34,839	45,708
6	1601,9	38,381	49,512
7	2321,9	40,031	51,278
8	3041,9	40,798	52,098
9	3761,9	41,154	52,48
10	4481,9	41,32	52,657
11	5201,9	41,397	52,739
12	5921,9	41,433	52,778
13	6641,9	41,45	52,796
14	7200	41,457	52,803

Tabla 1. Disipación del calor en el tiempo.

III. Análisis con imágenes termográficas

Para el análisis en el laboratorio se usó una cámara termográfica con las siguientes características:

- Marca: Fluke
- Tipo: Ti27 IR Fusion Technology
- Rango: -20°C a 600°C
- Resolución de imágenes: 640x480

El transformador para la generación de calor tiene las siguientes características:

- Transformación de voltaje: 120V-12V
- Marca: Steren

Se tomaron diversas fotografías en intervalos de tiempo parecidos a la Tabla 1 para obtener la disipación de calor a lo largo de tiempo y poder

comparar los resultados teóricos y experimentales. También se cuidó de que las condiciones en el laboratorio fueran muy parecidas a las condiciones iniciales puestas (temperatura ambiente 24°C). Las diversas imágenes obtenidas se detallan en la Fig. 4.

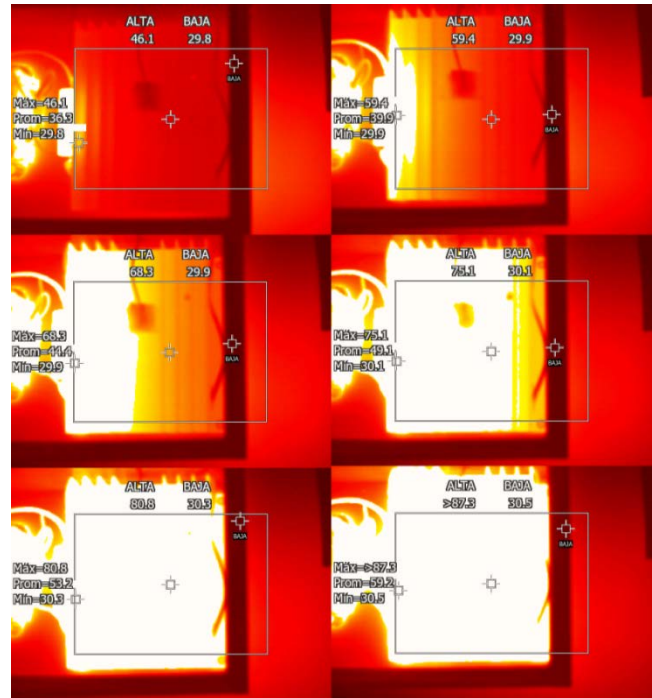


Fig. 4. Secuencia de imágenes termográficas obtenidas.

Se puede observar que la temperatura va en aumento al ritmo esperado. Sin embargo se muestran magnitudes de temperatura mucho más elevadas de lo esperado. Esta elevación de temperatura llega hasta los 87.3°C y de manera análoga a los resultados de elemento finito se estabiliza en dicho valor (aumentando en muy pequeñas cantidades). Esto difiere por más de 30°C de nuestros resultados en ANSYS por lo que es necesario cambiar algunos datos para obtener resultados comparables, que es el objetivo de esta investigación, puesto que tal diferencia no es aceptable para hacer predicciones exactas en otros proyectos.

Hay un aspecto del experimento en el laboratorio que no se consideró para el análisis inicial, se puede ver en la Fig. 2(a): el lugar donde se puso

el disipador es cerrado, por lo que el flujo de aire es mínimo, para considerar esto en el AEF se puede generar una función para que la convección del aire incremente la temperatura del aire circundante en el mismo ritmo que lo hace la temperatura en el disipador.

IV. Análisis final en ANSYS

El programa de AEF da la opción de ingresar datos en forma tabular, por lo tanto se ingresaron datos tabulares de temperatura para la convección, manteniendo constante el coeficiente del aire. En la Fig. 5 se puede observar que la tabla se creó para que la temperatura del aire aumente en la misma proporción y velocidad que los resultados obtenidos en el primer análisis.

Con este cambio en la parte de pre-proceso se espera obtener resultados sumamente parecidos al experimento.

En la Fig. 6 se puede ver el resultado que arroja el programa de AEF. Se puede observar que la temperatura máxima es de 84.4°C, que es un resultado muy parecido al resultado experimental. Si se sigue la tabla del aumento de temperatura en el tiempo, los incrementos de temperatura se dan exactamente en tiempo y magnitud muy parecidos a los resultados experimentales, esta información se muestra en la gráfica de la Fig. 7.

En la Fig. 7 se compara la temperatura mínima (línea roja) y la temperatura máxima (línea verde) alcanzadas. Es interesante ver, en los resultados experimentales, que la temperatura llega a un punto de estabilización y su aumento a partir de ese punto es muy lento y gradual. Se hizo una simulación a 14400 segundos y la temperatura solo se incrementó en 1°C.

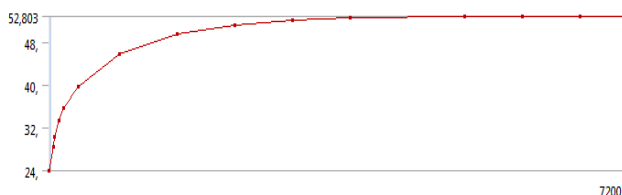


Fig. 5. Gráfica de incremento de la temperatura del aire en °C.

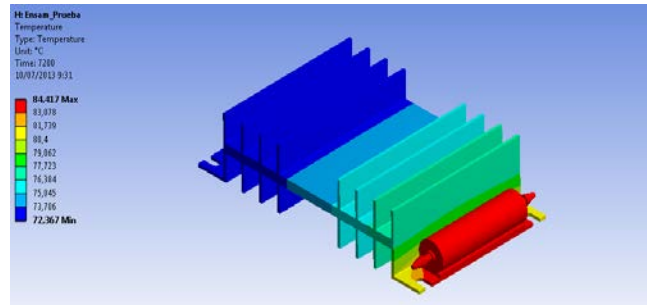


Fig. 6. Resultados de la simulación final.

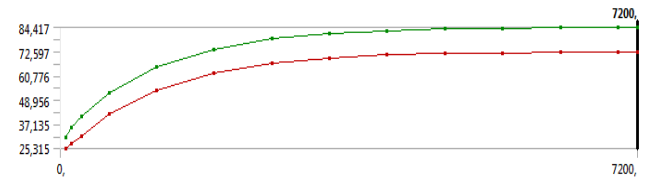


Fig. 7. Gráfica de resultados. Temperatura máxima y mínima en °C.

V. Discusión

Los resultados muestran una gran exactitud de los resultados obtenidos con el AEF en comparación con un análisis en el laboratorio usando imágenes termográficas.

Por supuesto que resulta ideal tener ambas herramientas para el análisis de sistemas pues lleva a corroborar los supuestos hechos en la teoría con la práctica, pero si no se cuenta con una u otra tecnología ¿será confiable solo emplear una y asumir que los resultados en la otra son iguales (o muy parecidos)? Según los resultados presentados en el presente artículo la respuesta a esta pregunta es afirmativa pero con varios puntos importantes a considerar. Desde el punto de vista del AEF, es muy importante tener en cuenta todas las condiciones iniciales [2] porque si alguna condición inicial no es considerada de forma adecuada los resultados pueden variar mucho, como sucedió con el primer experimento presentado en este trabajo.

VI. Conclusiones

El objetivo del experimento realizado es poder corroborar con imágenes termográficas los análisis hechos con el software de AEF en un sistema mucho más complejo que el presentado

en el presente artículo. Los resultados de este análisis sencillo ofrecen varias consideraciones y lineamientos a seguir para que en un sistema más complejo se puedan interpretar con más exactitud los resultados, si hay una discrepancia con los resultados de AEF es importante corregir en las condiciones iniciales porque pueden ser fuente de errores significativos.

También es importante considerar que el análisis a realizar en el sistema complejo es térmico-mecánico, por lo tanto el siguiente paso en esta investigación está el establecer una relación de la energía liberada en forma de calor con el esfuerzo mecánico realizado por una pieza, para poder comparar esa energía liberada con los resultados de esfuerzo obtenidos para el sistema con el software de AEF.

El contar con ambas tecnologías, el análisis de elemento finito y las imágenes termográficas, es de gran ayuda en el diseño de distintos productos y problemas de ingeniería, pues ofrecen resultados para la parte teórica y práctica, además ayudan a corregir errores hechos en el proceso de diseño o en el proceso de manufactura del prototipo. Incluso si no se tiene alguna herramienta, como se pudo ver en este artículo, se pueden usar los resultados de la tecnología usada y asumir que serán iguales o muy parecidos a los de la otra tecnología, teniendo mucho cuidado de que el experimento esté hecho en las condiciones adecuadas, o de que las condiciones iniciales sean bien especificadas en el software.

VII. Referencias

- [1] R.L. Mott, “Diseño de Elementos de Máquinas”, 4^o edición, Pearson Education, México, 2006.
- [2] S. Moaveni, “Finite Element Analysis”, 3^o edición, Pearson-Prentice Hall, EUA, 2008.
- [3] K. Donald, “Process Heat Transfer”, McGraw Hill, EUA, 1984.
- [4] Incropera, P. Frank, De Witt, P. David, “Fundamentos de transferencia de calor”, 4^a edición, Pearson Education, 1999.
- [5] F. White, “Mecánica de Fluidos”, 4^a edición, McGraw Hill, 1999.
- [6] Forghan, F., Goldthwaite, D., Ulinski, M., Metghalchi, M., “Experimental and Theoretical Investigation of Thermal Performance of Heat Sinks”, ISME May, 2001.
- [7] Dassault Systèmes. Información actualizada disponible en: <http://www.solidworks.com/>.
- [8] ANSYS Inc. Información actualizada disponible en: <http://www.ansys.com/>.

VIII. Autores

Ing. Antonio Gómez González es Ingeniero en Mecatrónica por la Universidad Panamericana. Actualmente se encuentra cursando la Maestría en Ciencias en la Universidad Panamericana de Aguascalientes.

Dr. Ramiro Velázquez Guerrero es Ingeniero en Electrónica por la Universidad Panamericana, Maestro en Control Automático por el INSA de Lyon (Francia) y Doctor en Robótica por la Universidad Pierre et Marie Curie (Francia). Actualmente es profesor-investigador en la Universidad Panamericana de Aguascalientes y miembro del Sistema Nacional de Investigadores (SNI-Nivel C).

Dr. Miguel Magos Rivera es Ingeniero en Electrónica por la Universidad Autónoma Metropolitana, Maestro y Doctor en Control Automático por la Universidad Claude Bernard de Lyon (Francia). Actualmente es profesor-investigador en la Universidad Autónoma Metropolitana unidad Azcapotzalco.

Propuesta de un Sistema de Medición de Nivel de Combustible para Vehículo Baja SAE

*Jesús Rodarte Dávila, **César Leonardo González Pinzón, **Carlos Ponce Corral

** Universidad Autónoma de Ciudad Juárez, DIEC, (656)6884800,jrodarte@uacj.mx.

** Universidad Autónoma de Ciudad Juárez, DIIM, (656)6884800,cesar.gonzalez@uacj.mx, cponce@uacj.mx.

Resumen

En este trabajo se presenta la propuesta/proyecto de un sistema de “medición” visual de combustible para vehículos de la rama baja por la sociedad de ingenieros automotrices (SAE, por sus siglas en inglés). Realizando el proceso con la ayuda de la plataforma de electrónica abierta “Arduino”, su funcionamiento es logrado en conjunto con un sensor de presión diferencial producido por la compañía freescale. La elaboración de este sistema tiene como objetivo, que el piloto verifique de manera visual el nivel de combustible en todo momento y con ello lograr optimizar el tiempo durante las competencias mini baja SAE, a las cuales asiste el vehículo de la Universidad Autónoma de Cd. Juárez (UACJ) desde el año 2007. La competencia mini baja SAE es organizada anualmente por la sociedad de ingenieros automotrices, dicha competencia ha logrado desarrollarse a tal grado que en la actualidad se considera un pilar en el fortalecimiento del conocimiento en el diseño automotriz.

Palabras Clave: Arduino, Baja SAE, Medición visual.

I. Introducción.

Baja SAE es una competencia interuniversitaria llevada a cabo por la Sociedad de Ingenieros Automotrices (Society of Automotive Engineers) con la finalidad de diseñar, construir y probar ante diferentes circunstancias vehículos todo terreno con un motor de 10 HP, proporcionado por la compañía Briggs & Stratton, siendo su objetivo principal el desarrollar un vehículo que sea seguro, de fácil transportación, que requiera poco mantenimiento y sobre todo que posea una excelente conducción ante cualquier tipo de terreno.

Algunas de las características principales con las que cuentan los vehículos que participan dentro de esta competencia son:

- Tipo Vehículo: monoplaza, tubular, todo terreno, motor trasero.
- Peso: 187 kg (sin piloto).
- Distancia entre ejes: 150 cm.

- Motor: Briggs & Stratton OHV, mono cilíndrico, 305 cm, 4 tiempos. Limitado a 3600 rpm, por reglamento.

A lo largo de la participación que ha tenido la UACJ en este evento, los vehículos que ha llevado en su representación aún carecen de algunos sistemas de medición, entre los cuales destaca el de combustible, siendo este el sistema a desarrollar con este trabajo.

Representa un problema cualitativo que el conductor de un vehículo no pueda tener una lectura del nivel del combustible en tiempo real, ya que no conoce el momento en el que el motor dejara de funcionar por falta del mismo. Y se hace más indispensable conocer el nivel de combustible, puesto que el no saber, contribuye a la detención forzosa del vehículo en la **parada en boxes** (pit stop), lo que genera tiempos innecesarios cuando el vehículo, en una de esas paradas, no necesita un reaprovisionamiento, haciendo que los tiempos dentro de la carrera sean más cortos.

II. Medición de nivel.

El nivel es una de las variables utilizadas específicamente en el control de sustancias líquidas por lo general. En la jerarquía para la selección de un medidor de nivel se tiene preferencia por los medidores estáticos en comparación a los que poseen partes móviles. Anteriormente la mayoría de los métodos utilizados eran llevados a cabo con principios mecánicos y en raras ocasiones neumáticos. En la actualidad los métodos de medición más comunes se pueden clasificar en [1]:

- Medición directa.
- Utilizando la presión hidrostática.
- Métodos electromecánicos.
- Nivel por capacidad.
- Detección de nivel por ultrasonidos.
-

II.I Medición directa.

El método de nivel de mirilla o de columna de vidrio; se puede obtener por una indicación visual del nivel en líquido razonablemente limpio, si parte del tanque o contenedor está fabricado con algún material transparente y abierto (Fig. 1(a)). Si la mirilla de nivel se monta en una tubería de derivación con llaves de paso en cada extremo (Fig. 1(b)), se logra aislarla del contenedor, lo cual permite su retiro para proporcionarle su respectivo mantenimiento [2].

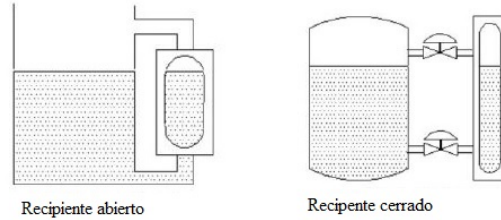


Fig. 1: Medición directa.

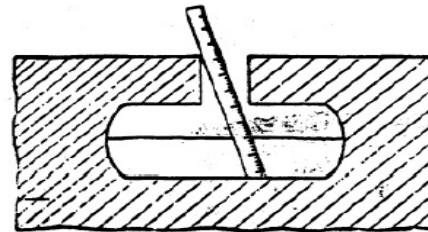


Fig. 2: Método de barra calibrada.

II.I.II Mediante flotador.

Es un sistema simple comúnmente utilizado para la medición de niveles de líquidos, su estructura se basa en un cuerpo flotante (flotador) montado sobre un brazo móvil acoplado a una articulación, la cual puede ser a su vez utilizada para montar una resistencia variable, tal y como se muestra en la figura 3. Existen versiones que consisten en un flotador redondo con un pequeño imán que sube a lo largo de un tubo (Fig. 3) [2].

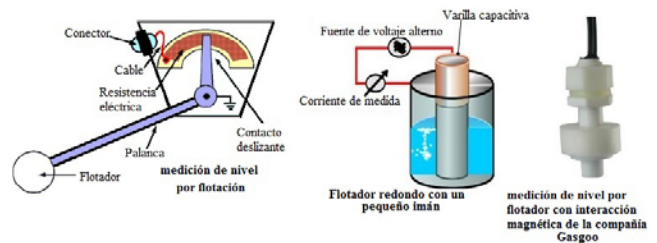


Fig. 3: Medición por flotador, Fuente: Manual de instrumentación aplicada.

II.I.I Mediante una barra calibrada.

Este es un método manual muy simple igualmente aplicable a líquidos y a sólidos granulados (ver Fig. 2). Este método es recurrentemente utilizado en la comprobación de los diferentes niveles de líquidos (aceite, frenos, refrigerante, etc.) del automóvil [2].

II.II Utilizando la presión hidrostática.

Aquí se realiza la medición de la presión hidrostática utilizando medidores manométricos y de presión diferencial correspondiente a una columna de líquido de una altura determinada. La presión [3] se calcula mediante la expresión:

$$P = h \cdot \rho \cdot g \quad (1)$$

Dónde:

P = presión.

h = altura de la columna de líquido.

g = constante de la gravedad (9.8 m/s^2).

ρ = densidad relativa (kg/cm^3).

En la expresión (1), la variable h en un sistema propuesto, el manómetro mide la presión debida a la altura h que existe entre el nivel del tanque y el eje del instrumento (Fig. 4), determinando una proporcionalidad relativa a la presión, a excepción de que la densidad del líquido sea variable.

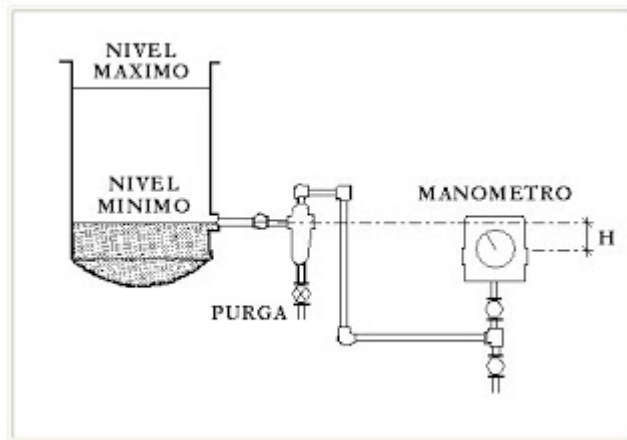


Fig. 4: Medición por presión hidrostática.

II.III Método electromecánico.

Este método se basa en el desplazamiento de un cuerpo, contrastando el peso del cuerpo y la fuerza de flotación hacia arriba que el medio ejerce sobre el cuerpo en desplazamiento (Ley de Arquímedes). La fuerza de flotación que se ejerce hacia arriba depende del volumen del cuerpo en desplazamiento, la densidad relativa y el nivel del medio. Debe cumplirse la condición, que para que el cuerpo se desplace, debe ser más pesado que el medio (densidad específica mayor que el medio). La fuerza diferencial se transmite frecuentemente a un transductor de medición por un sistema de barra de torsión, de manera que el equipo se mantenga sellado. El transductor empleado en el método por desplazamiento de un cuerpo, es un transductor de desplazamiento eléctrico o transductor de fuerza. Un ejemplo de

este tipo de instrumentos son los servo dispositivos de nivel. Este instrumento mide el peso aparente del “desplazador”. Si el peso aparente del desplazador es muy alto, el desplazador está muy arriba en el producto, y cuando el nivel baja, la fuerza ascendente que ejerce el producto sobre el desplazador es menos intensa. Si el desplazador pesa poco, se hunde mucho en el producto, y cuando el nivel sube, el producto ejerce sobre el desplazador una fuerza ascendente más intensa. El servomotor se basa en las diferencias de nivel y en la fuerza de flotación y se controla de modo que siempre exista una situación de equilibrio (Fig. 5). El servo dispositivo de nivel en el cual el hilo de medición se desenrolla o se enrolla en un tambor hecho con una gran precisión va acoplado a un codificador (encoder) mediante el cual se puede medir la posición del tambor que corresponde al nivel del producto [4].

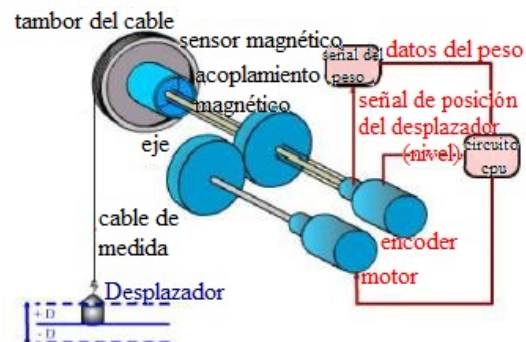


Fig. 5: Medición por el método electromecánico.

II.IV Método de nivel por capacidad.

En este método, una sonda metálica y la pared misma del tanque o silo actúan como las placas de un condensador. La capacidad de este condensador depende del medio que este entre la sonda y la pared. Si solo hay aire, es decir, si el tanque o silo está vacío, la capacidad del conductor es baja. Cuando parte de la sonda esté cubierta por el producto, la capacidad se incrementará. El cambio de capacidad se convierte mediante un amplificador en una acción de relé o en una señal de salida analógica. Por ello, este método es igualmente adecuado como indicador de nivel (disposición vertical de la sonda) y como interruptor de nivel (sonda en

disposición horizontal) [5]. Para realizar la medición de nivel por variación de capacidad, el condensador se conecta a un circuito de corriente alterna de alta frecuencia, de modo que el cambio en la capacidad C, que es el cambio de nivel, se pueda convertir en señal eléctrica (Fig. 6). Este método muestra un condensador conectado a una fuente de corriente alterna, conocido como oscilador de alta frecuencia. La corriente que pasa por el circuito es directamente proporcional al valor C de la capacidad.

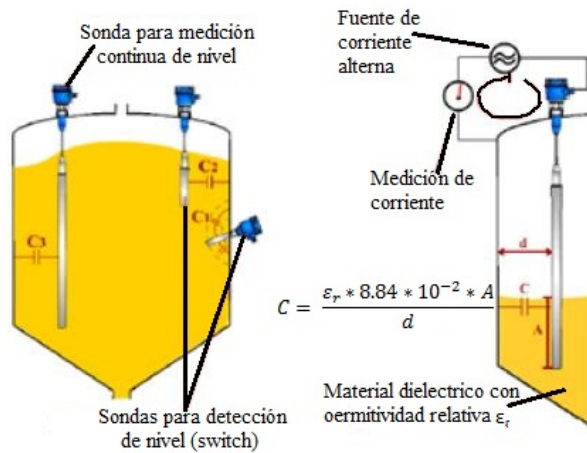


Fig. 6: Medición de nivel por capacidad.

Un oscilador colocado en el cabezal de la sonda convierte los cambios de capacidad en variaciones de voltaje o frecuencia. En fluidos no conductores, se emplea una sonda (electrodo) normal, mientras que en fluidos conductores con una conductividad mínima de 100 μS , el electrodo está aislado usualmente con teflón.

II.V Detección de nivel por ultrasonidos.

Este método utiliza la reflexión del sonido midiendo el tiempo de retorno de un pulso de sonido emitido por un sensor. El pulso ultrasónico emitido se refleja en la superficie del producto y el mismo sensor vuelve a detectarlo. El tiempo de retorno de la señal es una medida indirecta de la altura de la sección vacía del tanque. Si a esta distancia se le resta la altura total del tanque, se obtiene el nivel del producto. El tiempo de retorno se convierte en una señal de salida analógica (Fig. 7) [6].

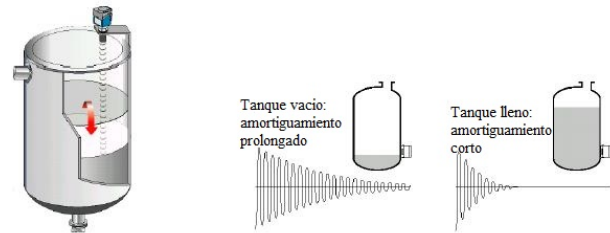


Fig. 7: Por sensor ultrasónico.

III. Selección del método de medición de nivel.

En la tabla 1 se muestran los puntos relevantes de cada método de medición con criterios en base a las especificaciones requeridas por el reglamento BAJA SAE.

Tabla 1. Comparación entre los distintos métodos de medición de nivel en líquidos.

Método	Ventajas	Desventajas	Costo	Aplicable a Mini Baja
Nivel de mirilla	Implementación Sencilla	No entrega una salida digital	Económico	No
Barra calibrada	Implementación sencilla	No entrega una salida digital	Económico	No
Flotador	Implementación sencilla	Requiere mantenimiento periódico	Moderado	Si
Flotador/cuerda	Es preciso	Requiere cierta cantidad de equipo mecánico	Moderado	No
Presión hidrostática	Implementación sencilla y de fácil Ajuste	Depende de la densidad de fluidos	Moderado	Si
Por desplazamiento	Alta precisión	Requiere equipo mecánico	Moderado	No
Nivel por capacidad	No tiene partes móviles	Limitado a propiedades eléctricas del fluido	Económico	Si
Ultrasonido	No hay contacto con el líquido	Su funcionamiento es dependiente de cambios de temperatura	Costoso	No

Los métodos determinados en la tabla 1, y que son viables para la obtención del nivel de combustible son: utilizando la presión hidrostática y el método de nivel por capacidad. La implementación de cualquiera de estos dos métodos es relativamente sencilla, además de cumplir con los requerimientos mínimos del reglamento BAJA SAE, y también son resistentes a vibraciones e impactos. En la propuesta para el sistema de medición de combustible a desarrollar, el conductor debe ser capaz de visualizar el nivel de combustible mediante una pantalla LCD. La decisión de que sea una lectura digital es con la finalidad de proporcionar una mayor exactitud al sistema.

IV. Metodología.

Tanto la medición del nivel por flotador y por capacitancia por cuestiones de espacio se determinó que de los tres sensores que cumplían con las especificaciones SAE, el sensor que mejor se adaptaría al sistema a desarrollar sería un sensor de presión, ya que es un sensor compacto y muy práctico en cuanto a su instalación. Los componentes principales del sistema son:

- Sensor de medición de nivel.

- Microcontrolador.
- Pantalla de cristal líquido (LCD).

Es fundamental la manera y tipo de comunicación que existirá entre estos tres componentes. De llegar a existir alguna falla en los componentes del sistema, este se verá inmediatamente reflejado en el indicador (pantalla LCD), ya sea por una muestra/captura errónea o una falla dentro del sistema. El funcionamiento del sistema es de lazo abierto, su función (Fig. 8) es adquirir una lectura del nivel de combustible en el depósito mediante el sensor de medición de nivel, posteriormente la señal análoga proporcionada por este sensor pasa por una etapa de acondicionamiento de señal, y es leída por el microcontrolador, el cual es el encargado de convertir dicha señal análoga a una señal digital para luego poderla representar en la pantalla de cristal líquido. Este conjunto de tareas se encuentran relacionadas entre sí gracias al microcontrolador, para lo cual se requiere un código de programación para que los componentes del sistema estén trabajando entre sí, siempre que el vehículo se encuentre en funcionamiento.

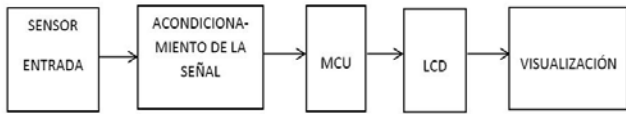


Fig. 8: Diagrama a bloques del sistema a emplear.

Existen 4 formas de comunicación constantes, las cuales son:

- Sensor→(señal-análoga)→ Acondicionamiento de señal
- Acondicionamiento de señal→ (filtrado/análoga) →MCU.
- MCU → (digital) → LCD.
- LCD → (visual/óptica) → conductor.

V. Pruebas y resultados.

V.I Cálculos de presión y resolución existentes en el sistema.

El utilizar un sensor de presión implica realizar cálculos de presión que existirán en el sistema con el propósito de conocer más acerca del funcionamiento del mecanismo a proponer. El sensor que se designó para el desarrollo de las pruebas fue un MPX5050 [7], y solo posee rangos de entrada de presión que van de 0 kPa a 50 kPa. Se consideró importante realizar el cálculo de presión hidrostática que existirá en el fondo del depósito de combustible. La máxima presión aplicada al sensor es cuando se encuentra lleno el depósito de combustible, utilizando la ecuación (1) se determina la presión hidrostática en un punto fijo del depósito, dichos resultados se observan en la tabla 2.

constante	Especifica
h=0.15m	h=altura del depósito
ρ=680 Kg/m³	ρ=densidad de la gasolina
g=9.81 m/s²	g=gravedad

Tabla 2: Datos del sensor MPX5050.

Aplicando los valores de la Tabla 2 a la ecuación (1) se obtiene la siguiente expresión:

$$P = (0.15 m) \left(680 \text{ Kg}/m^3 \right) \left(9.81 m/s^2 \right) \quad (2)$$

Obteniéndose un resultado de la presión hidrostática en el fondo del depósito equivalente a:

$$P = 1,000.62 \text{ pascales}$$

Con lo que se demuestra que la presión ejercida por el líquido en el fondo del tanque no supera los rangos de operación del sensor. Se presentan en la Tabla 3 los valores de operación reales con los que estará trabajando el sistema de medición de nivel.

Sensor MPX5050	Deposito Vacío	Depósito lleno
Presión Aplicada	0 kPa	1.00062 KPa
Voltaje salida	de 0.2 VDC	0.8637 VDC
Lts. combustible	de 0	3.78

Tabla 3: Valores de operación del sensor MPX5050.

La resolución de la entrada análoga de Arduino [8] es de 10 bits, por lo tanto en la ecuación (3) se plantea el método para obtener la resolución proporcional al voltaje de salida del sensor. El obtener la resolución es fundamental para el desarrollo del código de programación.

$$\text{Resolución} = \frac{(\text{Vol.Sal})(\text{Res.Máx.})}{\text{Voltaje Sal.Máx.}} \quad (3)$$

En la expresión (3) al sustituir los valores ya preestablecidos por el fabricante, se obtiene la expresión siguiente:

$$\text{Resolución} = \frac{(\text{Vol.Sal})(R1023)}{4.7 \text{ Vdc.}} \quad (4)$$

Teniendo como única variable en la ecuación (4), el voltaje de salida. Se calculan los valores de

resolución máxima y mínima con los que funcionara el sistema (ecuación 5 y 6):

$$\text{Resolución Máx.} = \frac{(0.86 \text{ V})(1023)}{4.7 \text{ Vdc}} \quad (5)$$

$$\text{Resolución min.} = \frac{(0.2 \text{ V})(1023)}{4.7 \text{ Vdc}} \quad (6)$$

Se obtiene que la resolución máxima leída por el microcontrolador sea de 188 bits y una resolución mínima de 44 bits. Una vez obtenido el rango de resolución que se manejara en el MCU, se realizan algunas líneas del código de programación, dicho código designaran el modo y tiempo de lectura del sensor.

V.II Pruebas de resolución del sensor MPX5050 instalado en el vehículo mini baja.

Para realizar estas pruebas se conectó la tablilla de Arduino al sensor previamente instalado a un costado del carburador, y a su vez se realizó una comunicación serial entre Arduino y un computador portátil (Fig. 9) mientras se llenaba y descargaba de combustible del depósito de mini baja. La comunicación serial se realizó con el fin de convertir la señal analógica de salida del sensor a señal digital, para poder leer su resolución mediante un computador portátil.



Fig. 9: Comunicación entre PC y sensor.

V.III Datos obtenidos durante las pruebas.

Las lecturas de resolución obtenidas durante las pruebas fueron capturadas en un intervalo de tiempo, como se muestra en las siguientes gráficas las cuales expresan el valor de la resolución en base al tiempo.

La primera prueba se realizó el 24 de Abril de 2013: Esta prueba fue realizada con el depósito lleno de combustible y las lecturas fueron tomadas cada 50 ms (Fig.10).

Para las pruebas de correlación se realizó una prueba el día 24 de Abril de 2013: Esta prueba fue realizada de la misma manera que la 1er prueba, con la finalidad de correlación (Fig. 11).

Para las pruebas a tanque lleno y tanque vacío se realizaron a diferentes fechas y con diferentes tipos de gasolina, se muestra (Fig. 12) la 3er Prueba, el día 24 de Abril de 2013: Esta prueba fue realizada con el depósito vacío y las lecturas fueron tomadas cada 50 ms.



Fig. 10: 1er. Prueba.



Fig. 11: Prueba de correlación



Fig. 12: Prueba a tanque vacío



Fig. 13: Prueba a tanque vacío

Una prueba más (Fig. 13) fue realizada de la misma manera que la 2da prueba (Fig. 11), con la finalidad de corroborar la información que proporciona el sensor de presión con el depósito de combustible vacío.

Se realizaron varias pruebas de una manera más dinámica, es decir con el motor funcionando en tramos cortos, con diferentes rangos de tiempo y a diferentes niveles de combustible, resultados que fueron procesados (filtrado, mapeo de resolución, etc.) para establecer la relación visual real.

VI. Conclusiones.

A lo largo de la investigación se logró desarrollar una propuesta para el sistema de medición de nivel de combustible para el vehículo mini baja que representa a la Universidad Autónoma de Ciudad Juárez, dicha propuesta logro bajo los requerimientos del reglamento de SAE para este tipo de competencias.

Se realizó una investigación acerca de los diferentes tipos de medición de nivel en fluidos y se seleccionó el método capacitivo y de presión hidrostática para realizar pruebas y así, poder determinar que método se aplicaría mejor al sistema de medición de nivel de combustible del mini baja, teniendo como resultado la utilización del método de presión hidrostática mediante el uso de un sensor de presión y un microcontrolador.

Una vez desarrollado el sistema propuesto mediante un sensor de presión y un microcontrolador programado, se llevaron a cabo pruebas para tomar lecturas de resolución mediante el microcontrolador. Con estas lecturas

se comprobó que el sistema funciona ya que los datos de las lecturas obtenidas son diferentes conforme el nivel de combustible en el depósito varía.

Las ventajas del sistema de medición de combustible propuesto son:

- Fácil instalación al vehículo mini baja.
- No requiere alto grado de conocimientos eléctricos o electrónicos.
- Su calibración se puede efectuar rápidamente.
- Se obtiene una lectura digital.

Sin embargo se recomienda realizar un estudio más detallado en el área de filtrado y acondicionamiento de señal, ya que en algunas pruebas en funcionamiento se obtuvieron señales con ruido siguiendo un patrón de frecuencia de las vibraciones del motor. Por lo tanto, es necesario aplicar un mejor filtraje, ya sea físico o con software. El filtraje es necesario entre el sensor y el microcontrolador.

VII. Referencias

- [1] A. Creus Solé, "Instrumentación Industrial". 8va edición. 2010. Marcombo S.A. Barcelona. 800 pp.
- [2] W. Van de Kamp, "Teoría y práctica de medición de niveles". 19ª edición. Endress+Hauser S.A. 2005. 200 pp.
- [3] O. F. Gil Trejos, D. Robayo García; "Diseño, Construcción y Control de un Sistema de Almacenamiento de Líquidos de Segundo Orden"; Tesis de la Universidad Tecnológica de Pereira, Colombia.; 2011; 163 pp. Disponible en línea: <http://repositorio.utp.edu.co/dspace/handle/11059/2661>
- [4] D. M. Considine, S. D. Ross; "Manual de instrumentación aplicada"; 6ta edición; Compañía Editorial Continental.; 1982; 969 pp.
- [5] C. Quintáns, J. Marcos, J. Fariña; "Desarrollo de sensores capacitivos de bajo coste para laboratorios Docentes"; Artículo

del Departamento de Tecnología Electrónica de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería Industrial, España.; 2006; 8pp. Disponible en línea: <http://taee2008.unizar.es/papers/p34.pdf>

- [6] D. A. Alzate Rodríguez; “Control y medida de nivel de líquido con señales de ultra sonido”. Tesis de la Universidad Tecnológica de Pereira, Colombia. 2010. <http://repositorio.utp.edu.co/dspace/bitstream/11059/1774/4/6298A478.pdf>
- [7] Freescale Semiconductor; “Especificaciones del sensor MPX5050”, [en línea]. Mayo 2013. Disponible en la Web: <http://profesoraeugenia.blogspot.mx/2006/07/cmo-citar-una-pgina-web.html>
- [8] Arduino; “Descripción de Arduino”, [en línea]. Mayo 2013. Disponible en la Web: <http://arduino.cc/en/>

VIII. Autores

Dr. Jesús Rodarte Dávila. Doctorando en Instrumentación.

M. en C. César Leonardo González Pinzón. Título de Maestría en Ciencias con especialidad en Automatización industrial.

Dr. Carlos Ponce Corral. Título de Doctorado en Ingeniería con especialidad en Energías renovables.

Aplicación de Técnicas Analógicas y Digitales para Minimización de Ruido de 60 Hz en Señales Electrocardiográficas: un Caso Práctico

Daniel Alfonso Meléndrez Armada, Hilda María Chablé Martínez

UAM Azcapotzalco, División de Ciencias Básicas e Ingeniería, Departamento de Electrónica, Av. San Pablo #180, Col. Reynosa Tamaulipas, Del. Azcapotzalco, C.P. 02200 México, D.F., 5318-9000 ext. 1069, dmelendrez@gmail.com, hmcm@correo.azc.uam.mx.

Resumen

En la instrumentación biomédica, la adquisición de biopotenciales es una tarea que involucra señales de baja amplitud presentes en un ambiente ruidoso. Las señales electrocardiográficas (ECG) presentan una amplitud entre 0.05mV y 3mV, mientras que las componentes de ruido vuelven ilegibles a la señal de interés. En este trabajo se presenta la implementación de un sistema para filtrar y amplificar la señal electrocardiográfica de una derivación precordial. Se logró una ganancia total igual a 1044 y frecuencias de corte baja y alta iguales a 44 mHz y 146 Hz, respectivamente. Se presenta el espectro de frecuencias, resultante de la amplificación y filtrado analógico del biopotencial cardiaco de una derivación precordial. Se introdujo la señal mediante un acoplamiento de CA pasivo (front-end) en conjunto con un circuito de guardas activo. Posteriormente los datos de la señal ECG fueron adquiridos y digitalizados empleando la tarjeta de audio de una computadora personal. Finalmente, para ambos casos se presentan los resultados de la aplicación de un filtro digital notch para eliminar el ruido predominante de 60 Hz presente en las señales analizadas en cada caso. Se obtuvo una sobresaliente reducción del ruido en términos de su amplitud, de 600mVpp a ser menor a 1mVpp.

Palabras Clave: Acoplamiento de CA, CMRR, Electrocardiograma, Espectro de frecuencias, Filtro digital, Interferencia de 60 Hz.

I. Introducción

Las interferencias provenientes de la línea eléctrica (sean de 50 Hz o 60 Hz) son una fuente considerable de ruido en la captura de señales biomédicas [1]. Las herramientas tecnológicas empleadas para la eliminación de dichas componentes de frecuencia pueden dividirse en dos rubros: analógicas y digitales.

1.1 Herramientas analógicas para reducción de ruido

Las técnicas analógicas involucran sistemas basados en amplificadores operacionales (*operational amplifiers*, OPAMS) y componentes pasivos cuyo propósito es acoplar las señales provenientes de los electrodos para captura de biopotenciales. Debido a su alta ganancia y elevada impedancia de entrada, los OPAMS son los dispositivos por excelencia para instrumentar amplificadores de señales ECG. Uno de los

arreglos más importantes con OPAMS es el amplificador de instrumentación (AI) cuya razón de rechazo en modo común (*common mode rejection ratio*, CMRR) es una de las figuras de mérito que lo convierten en la etapa fundamental de la instrumentación biomédica. El CMRR representa la capacidad de eliminar señales en modo común a las entradas del AI, en otros términos, aquellas señales presentes de forma parasita en ambas terminales del AI y que invariablemente serán amplificadas.

El sistema de amplificación implementado emplea el INA128 como amplificador de instrumentación y los OP27 como amplificadores operacionales para las etapas de filtrado y acoplamiento activos.

Ante la imposibilidad de lograr un CMRR infinito (caso ideal), las técnicas analógicas buscan aumentar dicha razón de rechazo

mediante la inclusión de etapas pasivas de acoplamiento diferencial o *Front-End* (ver Fig. 1), como lo propusieron Spinelliet al [2] y Batra [3], quienes lograron un CMRR igual a 123 dB y 102 dB a 50 Hz, respectivamente, en la implementación de un amplificador para señales ECG.

Cabe señalar que el valor del CMRR intrínseco de los AI integrados de uso común oscila entre 100 dB y 120 dB, como se puede observar en [4, 5, 6]. Dicho factor se puede ver reducido por diversas condiciones, entre las que destacan: una estructura diferencial desacoplada así como las grandes tolerancias que presentan las impedancias de entrada de la etapa diferencial del AI, debido a su elevado valor [7].

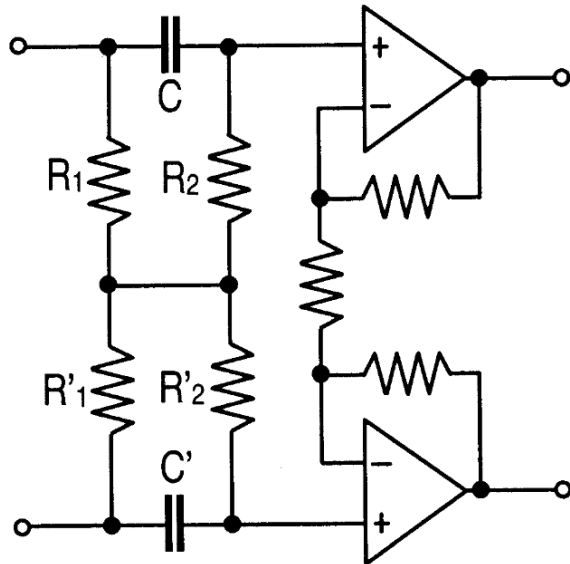


Fig. 1. Circuito de acoplamiento propuesto, sin resistor aterrizado (*Front-End* pasivo).

Aunado a dicha técnica para el aumento del CMRR, Huhta y Webster [8] presentaron métodos para la reducción de interferencias magnéticas y eléctricas, consistentes en el trenzado de los cables y el blindaje de los mismos, con el propósito de reducir el área del circuito cableado así como proporcionar un camino a tierra a dichas señales interferentes.

Debemos destacar que las interferencias provienen de diversas fuentes: aquellas presentes en la línea eléctrica, inducción magnética,

corrientes de desplazamiento en los electrodos o en el cuerpo del paciente, de interconexiones entre equipos, entre otros factores [9].

La medición de las señales provenientes de cada derivación precordial es de naturaleza diferencial. Es necesario por tanto fijar una diferencia de potencial a partir de dos puntos colocados de forma que el electrocardiógrafo capte las fuerzas eléctricas cardiacas proyectadas sobre distintos planos. Dichos planos fueron propuestos por Einthoven y se clasifican como derivaciones bipolares (*DI, DII y DIII*) así como mono polares o aumentadas (*aVL, aVF y aVR*) propuestas por Goldberger (ver Fig. 2)[10].

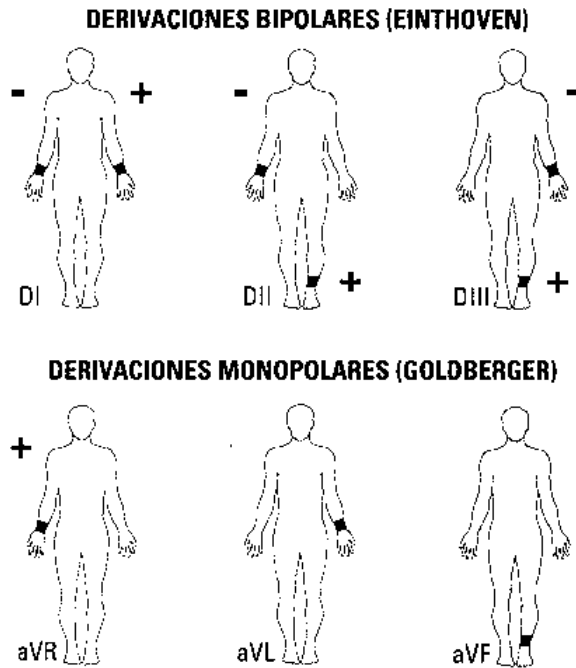


Fig. 2. Derivaciones bipolares y monopolares.

Adicionalmente se cuenta con seis derivaciones precordiales (*V1, V2, V3, V4, V5, y V6*) (ver Fig. 3), las cuales se miden con respecto a la terminal central de Wilson, como se describe en la Tabla 1. Aquí se muestra la correspondencia entre las terminales del ECG y la forma de calcularlas dentro del sistema de amplificación de señal ECG.

En la columna que describe el cálculo se etiquetan a los electrodos precordiales como *EVI* hasta *EV6*.

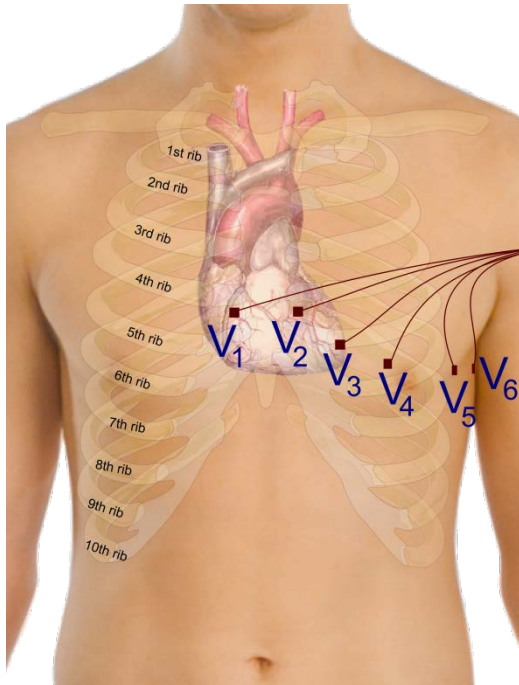


Fig. 3. Distribución de las derivaciones precordiales.

Para la obtención de una señal correspondiente con la terminal de Wilson se construyó la configuración que se muestra en la Fig. 4. A este circuito se le conoce también como circuito de guardasactivo consistente en una etapa de alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida. En la parte inferior es posible observar un filtro pasa bajas que recoge todas las componentes en modo común y las envía a la terminal de referencia, comúnmente la pierna derecha.

Por tanto, la entrada diferencial del AI recibe la señal proveniente de una derivación precordial en su terminal no inversora y la señal V_w en su terminal inversora (ver Fig. 4). El nodo etiquetado como V_x recibe al electrodo de la derivación que se desee amplificar, en este caso recibe entonces a EV_n , donde $n = 1, 2, 3, \dots, 6$.

Derivación	Cálculo
DI	LA-RA
DII	LL-RA
DIII	LL-LA / DII-DI
V_w (terminal central de Wilson)	$(LA+RA+LL)/3$
aVR	$-(DI+DII)/2$
aVL	$DI-(DII)/2$
aVF	$DIII-(DI)/2$
V1	$EV1-V_w$
V2	$EV2-V_w$
V3	$EV3-V_w$
V4	$EV4-V_w$
V5	$EV5-V_w$
V6	$EV6-V_w$

Tabla 1. Descripción de las derivaciones ECG.

Es importante señalar que este trabajo se limita a las derivaciones precordiales antes mencionadas, y se enfoca en V_4 . Las componentes características de una señal ECG se observan en la Fig. 5.

1.2 Herramientas digitales para reducción de ruido

A pesar de que las técnicas expuestas en la sección 1.1 pueden minimizar los artefactos de 60 Hz, aplicar un filtro notch digital para eliminar ésta componente manteniendo los demás datos útiles puede ser otra solución adecuada [9].

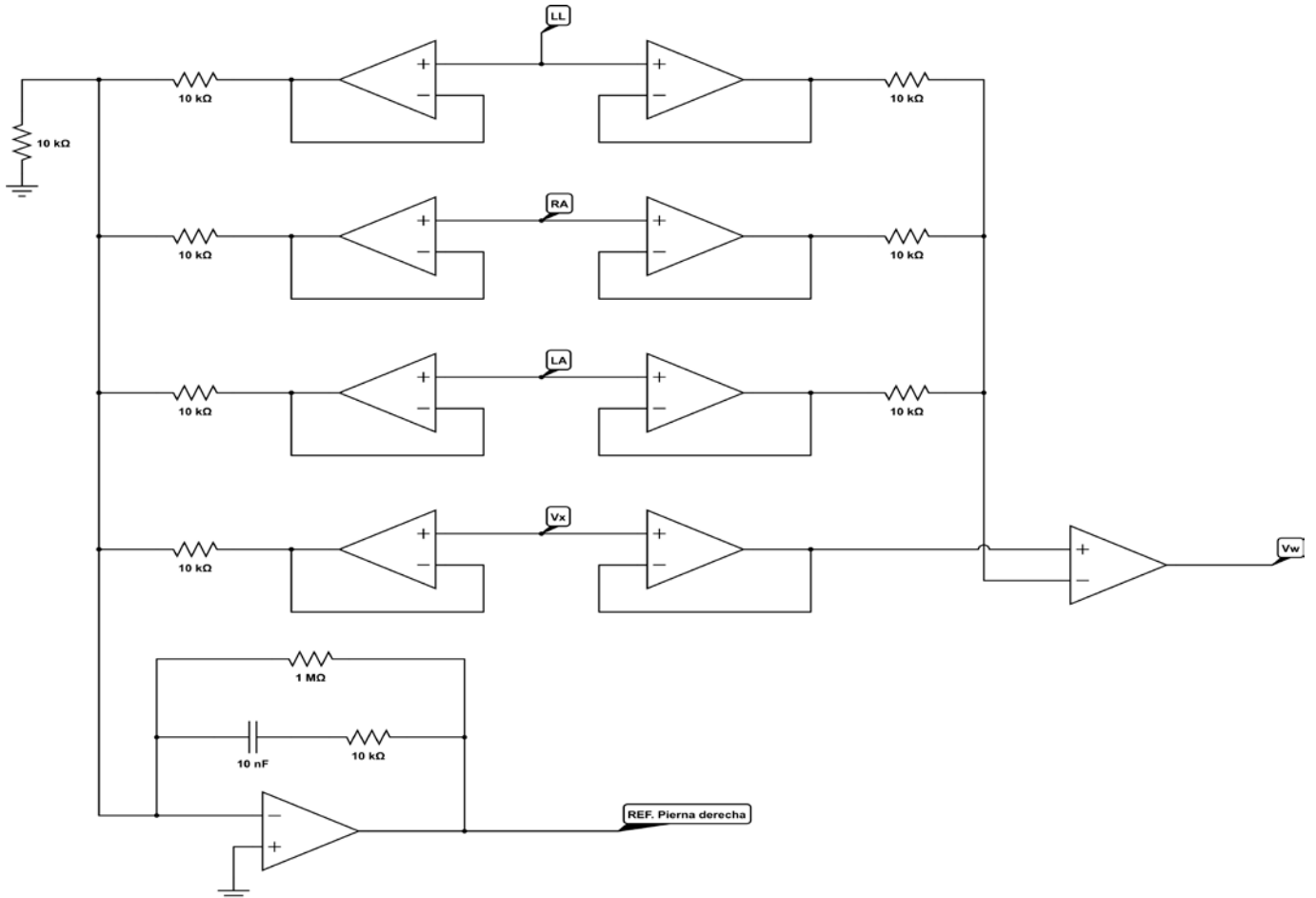


Fig. 4. Circuito de guardas activo para general la señal Vw.

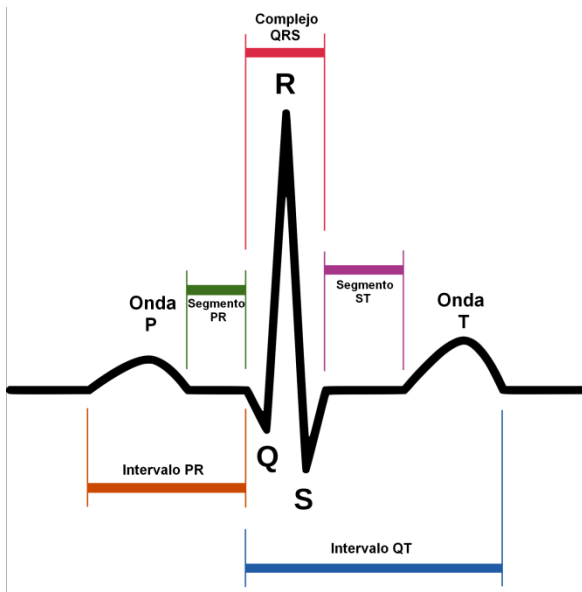


Fig. 5. Componentes de una señal ECG.

En la Fig. 6 puede observarse el sistema para eliminación de interferencias propuesto.

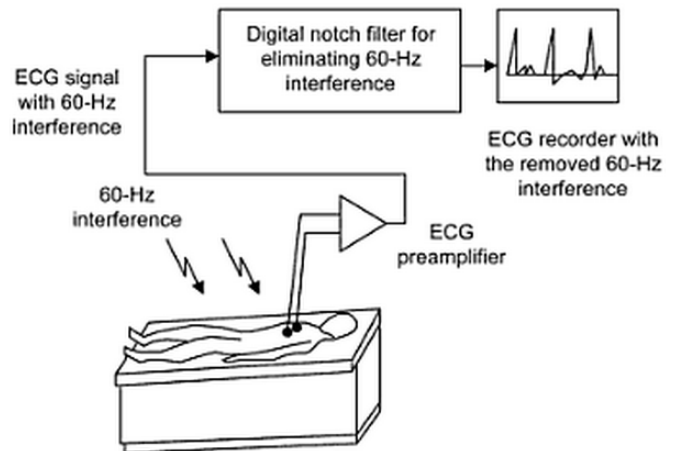


Fig. 6. Eliminación de interferencia de 60 Hz en electrocardiografía.

Se utiliza un filtro notch digital como técnica base para la eliminación de ruido de 60 Hz en sistemas de audio.

II. Desarrollo

2.1 Adquisición de datos

El proceso de digitalización de la señal ECG fue realizado mediante la tarjeta de audio de una computadora portátil Toshiba® *Satellite L655-SP6004M* cargada con el sistema operativo *Windows® 7 Professional*. La elección de dicho dispositivo como tarjeta de adquisición de datos se justifica de manera amplia en [11], pero sea suficiente puntualizar que es capaz de grabar con una frecuencia de muestreo de hasta 192 kHz (calidad de estudio) con una longitud de palabra de 24 bits. Dichos parámetros exceden por mucho el criterio de Nyquist para el muestreo de señales, que en nuestro caso están limitadas por un ancho de banda de 150 Hz.

La captura de la señal ECG fue realizada a 16 kHz y 24 bits de resolución.

2.2 Análisis del espectro de señal

Una vez digitalizada la señal se analizó su contenido espectral para buscar la frecuencia predominante. Un método eficiente para llevar a cabo el análisis espectral es la Transformada Discreta de Fourier que obtiene una representación en el dominio de la frecuencia, a partir de una función original en el dominio del tiempo [12].

Empleamos algoritmo de la Transformada Rápida de Fourier (FFT) que integra *Matlab®* de la siguiente manera:

```
> Y = fft(X,n)
```

Con esta función se obtiene en Y un vector con los n puntos de la Transformada Discreta de Fourier (ver Fig. 9).

2.3 Filtrado de la señal

Se empleó un filtro digital notch para eliminar la interferencia de 60 Hz y mantener la señal de interés.

En *Matlab®* se utilizaron las siguientes funciones para calcular este filtro:

```
>[num,den] = iirnotch(w0,bw);
>y = filter(num,den,audio);
```

La función *iirnotch(w0, bw)* calcula los coeficientes del polinomio en diferencias para un filtro notch digital de frecuencia normalizada con el centro situado en $w0$ y con ancho de banda bw . El factor de calidad Q para el filtro está relacionado con el ancho de banda del mismo como se expresa en (1).

$$Q = \frac{w0}{bw} \quad (1)$$

La Fig.7 muestra la respuesta en magnitud para el filtro notch obtenida mediante la función:

```
>fvtool(num den);
```

III. Resultados

Mediante la exploración del espectro de la señal analizada con el algoritmo de la FFT fue posible comprobar que la frecuencia predominante en todos los registros antes de ser filtrados fue igual a 60 Hz (ver Fig.9 y 11).

Una vez aplicado el filtro digital a las señales del ECG se exploró nuevamente el contenido espectral y como se puede ver en la Fig. 9 el espectro se concentra en las frecuencias bajas y el ruido de 60 Hz ha desaparecido.

En segundo lugar se presenta la imagen de la señal filtrada acompañada de sus componentes espectrales (ver Fig. 10). Se puede apreciar que el ruido de 60 Hz es eliminado por completo y prevalece la señal de interés del ECG.

Esta señal fue adquirida sin la etapa de acoplamiento (*Front-End*) y sin el circuito de guardas activo. Para obtener la señal ECG en este

caso, se empleó una red simple de retorno de señales en modo común que se muestra en la Fig. 8. La terminal no inversora del AI recibe a V_4 y

la terminal inversora a V_w , como se indicó en la Tabla 1.

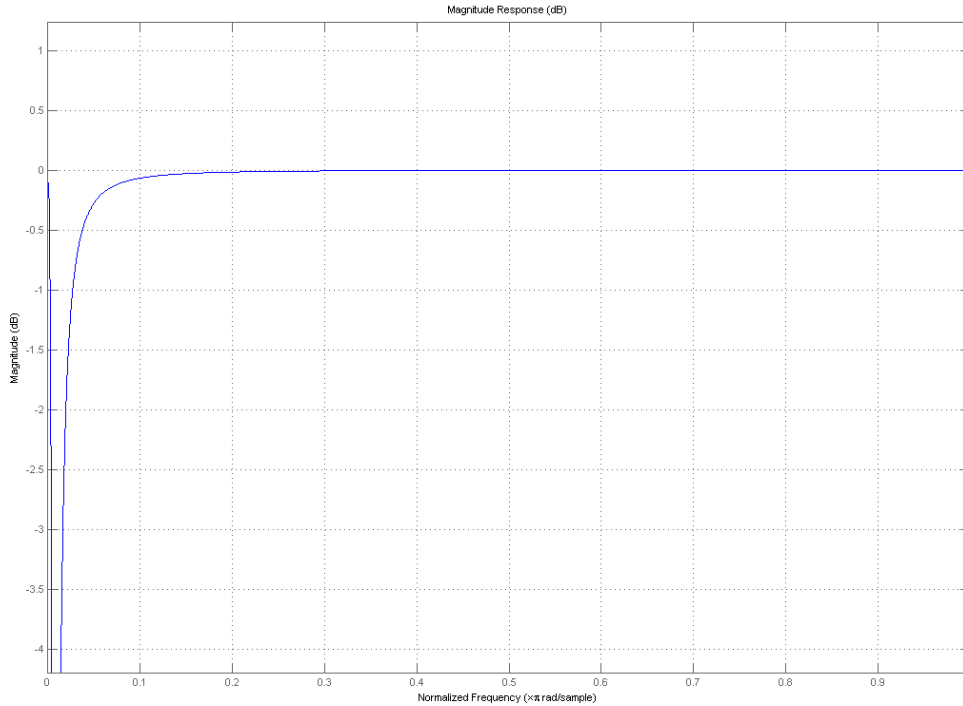


Fig. 7. Señal de la derivación precordial V_4 capturada sin etapa de acoplamiento y sin filtro notch aplicado.

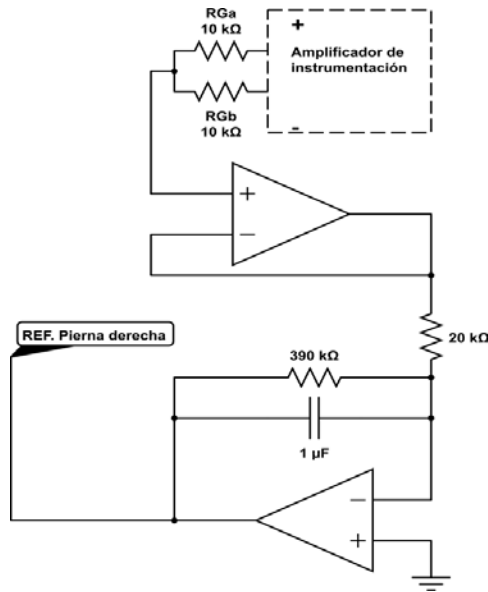


Fig. 8. Circuito de referencia a pierna derecha.

En la Fig. 11 se presenta la señal adquirida por el ECG agregando una etapa de acoplamiento (*frontend*). Esta etapa representó una excelente optimización, ya que la señal adquirida contiene

menos ruido. Sin embargo, analizando sus componentes espectrales resultó conveniente filtrar la señal para eliminar el ruido de 60 Hz (Ver Fig. 12).

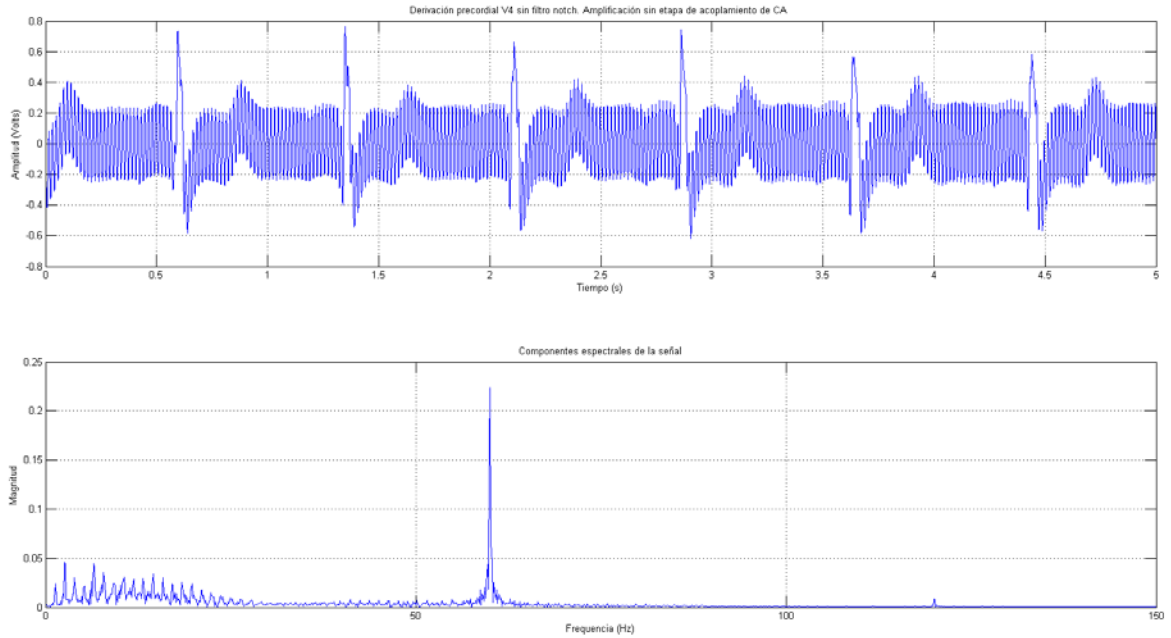


Fig. 9. Señal de la derivación precordial V4 capturada sin etapa de acoplamiento y sin filtro notch aplicado.

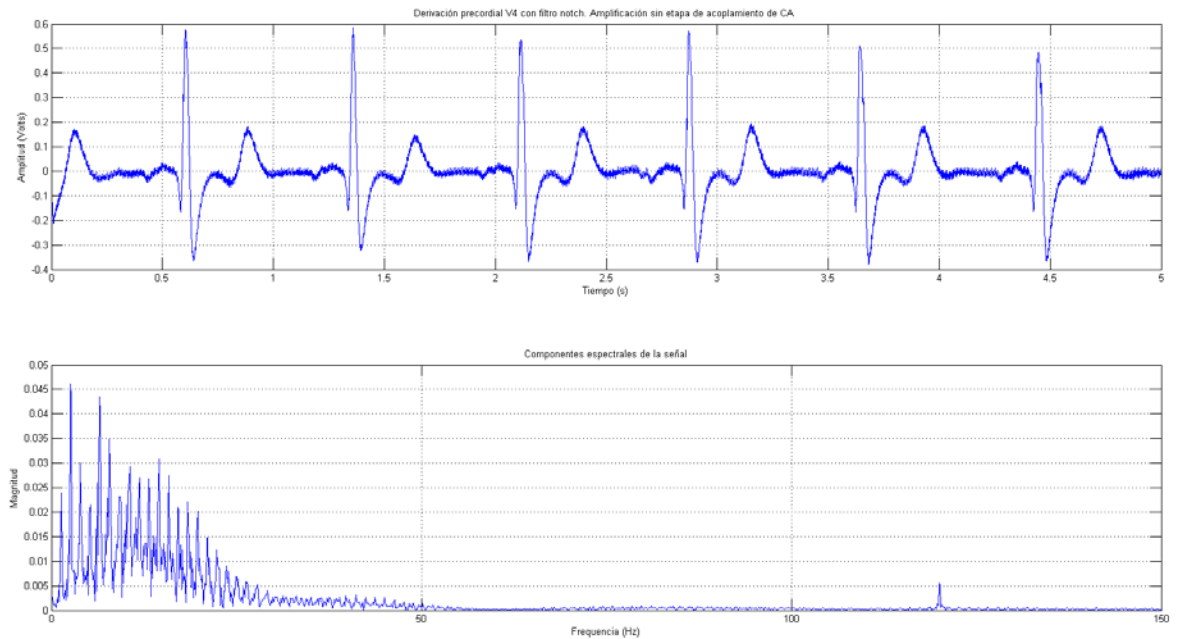


Fig. 10. Señal de la derivación precordial V4 capturada sin etapa de acoplamiento y con filtro notch aplicado.

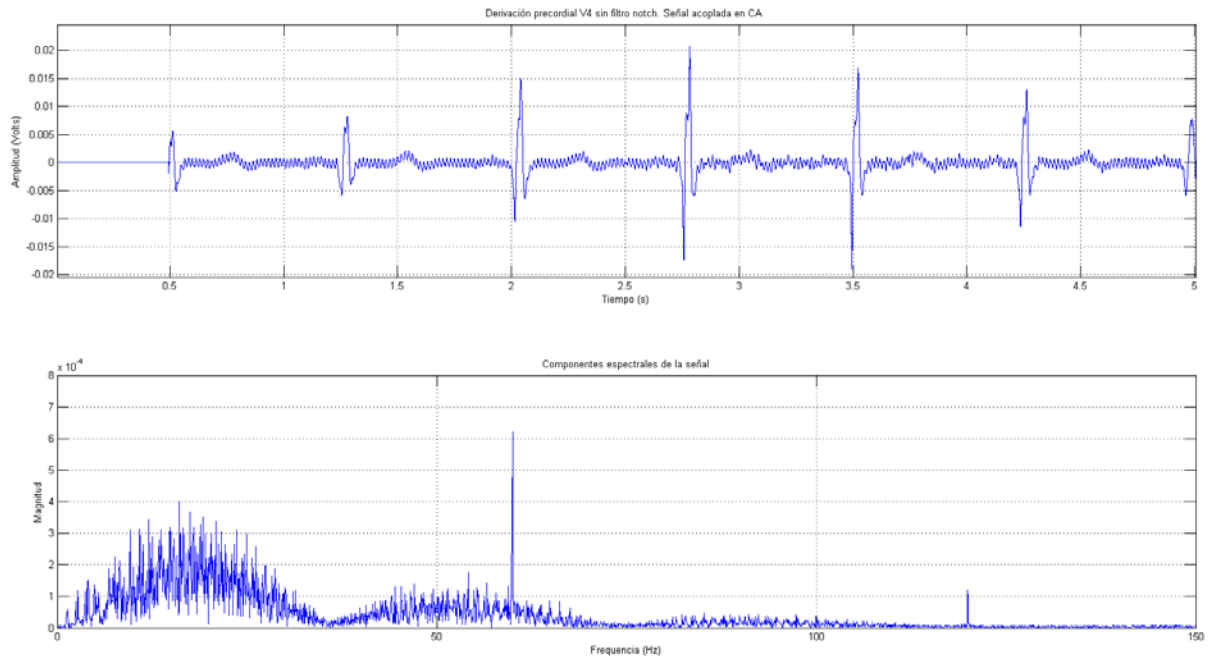


Fig. 11. Señal de la derivación precordial V4 capturada con etapa de acoplamiento y sin filtro notch aplicado.

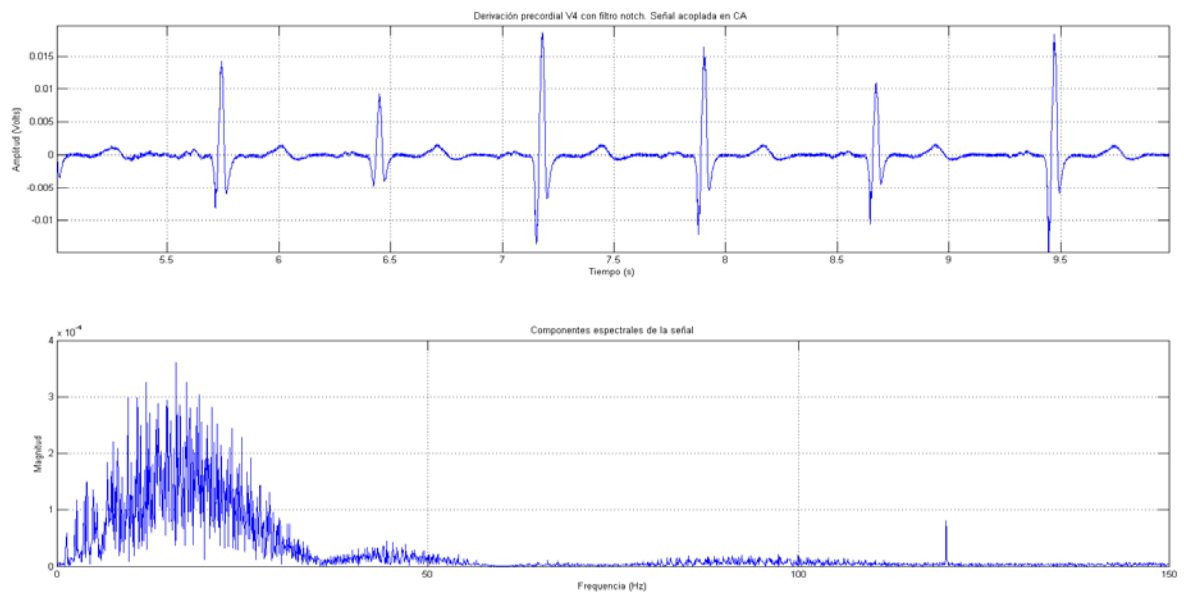


Fig. 12. Señal de la derivación precordial V4 capturada con etapa de acoplamiento y con filtro notch aplicado.

IV. Discusión

La adquisición de las señales mediante la tarjeta de audio permite una amplitud pico a máxima igual a $\pm 1V$. Para evitar saturación del canal debieron ajustarse los parámetros de la tarjeta de audio dentro de las propiedades del sistema. Se desactivó la amplificación del micrófono y el volumen de dicho dispositivo se fijó a un nivel igual a 20.

Como puede observarse, en la Fig. 7 el ruido predominante de 60 Hz que prácticamente envuelve los intervalos P-T presenta una amplitud aproximada de 600 mVpp siendo 1.5 Vpp la amplitud total de la señal ECG. Es por esto que la energía de la componente de 60 Hz opaca a las demás bajas frecuencias.

En la Fig. 9 se observa una mejoría considerable en la captura de la señal, donde la amplitud del ruido no excede 1mVpp. Una vez filtrada se aprecia una señal más legible. Este resultado confirma que las etapas de acoplamiento anulan en buena medida las señales en modo común y por tanto minimizan drásticamente el ruido.

V. Conclusiones

La instrumentación biomédica requiere la aplicación de herramientas analógicas y digitales con la finalidad de robustecer la adquisición, filtrado y procesamiento de señales que coadyuven a una mejor interpretación del estado que guarda un órgano o sistema en un paciente bajo estudio.

No son pocos los trabajos que han tratado de minimizar las interferencias provenientes de la línea eléctrica. Las investigaciones van desde la proposición de nuevos modelos matemáticos, filtros adaptivos, etapas pasivas y activas o algoritmos computacionales para eliminar toda componente de frecuencia parásita presente en señales biomédicas.

En este trabajo deseamos explorar algunas de estas técnicas y analizar su comportamiento en

conjunto, para demostrar que la inclusión de ambas herramientas (analógicas y digitales) forma una poderosa herramienta contra el ruido eléctrico y magnético.

Adicionalmente, la captura de señales mediante la tarjeta de audio demostró ser una opción económica y eficiente ante las tarjetas de adquisición de datos.

Como trabajo futuro planteamos replicar estos mismos resultados en una aplicación móvil como una herramienta para el procesamiento de registros capturados de forma inalámbrica y así poder facilitar el diagnóstico a distancia.

Finalmente es nuestro interés aplicar algoritmos de suavizado de la señal para lograr una representación con mayor limpieza de las señales capturadas. El cómputo de los algoritmos de suavizado en aplicaciones móviles es factible ya que en la actualidad los teléfonos *inteligentes* cuentan con potentes procesadores multinúcleo y grandes cantidades de memoria RAM, características que los convierten en herramientas idóneas para la instrumentación biomédica.

VI. Referencias

- [1] P.S. Hamilton, *A comparison of adaptive and nonadaptive filters for reduction of power line interference in the ECG*. IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 43 No. 1. 1996
- [2] E. M. Spinelli. R. Pallàs-Areny, *AC-Coupled Front-End for Biopotential Measurements*, IEEE transactions on biomedical engineering, Vol. 50 No. 3.pp. 391-395, 2003.
- [3] P. Batra, A. Mittal, Santwana, *Differential Amplifiers in Bioimpedance Measurement Systems: A Comparison Based on CMRR*. ACEE Int. J. on Electrical and Power Engineering, Vol. 03, No. 01, 2012.
- [4] Standford. AD620, hoja de datos. Recurso web disponible en: http://www.stanford.edu/class/ee122/Parts_Info/datasheets/ad620.pdf Juliodel 2013.

- [5] Burr-Brown from Texas Instruments. INA128, hoja de datos. Recurso web disponible en: <http://www.ti.com/lit/ds/sbos051b/sbos051b.pdf> Julio del 2013.
- [6] Burr-Brown from Texas Instruments. INA326, hoja de datos. Recurso web disponible en: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina326.pdf> Julio del 2013.
- [7] R. Pallàs-Areny, J.G. Webster, *Sensors and signal conditioning*. Wiley-Interscience Publication. 2a Ed. 2001.
- [8] J. C. Huhta, J. G. Webster, *60-Hz interference in electrocardiography*, IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. BME-20, pp.91-101, 1973.
- [9] L. Tan, J. Jiang, *Fundamentals of analog and digital signal processing*, 2a Ed., pp. 78, 2008.
- [10] G. Franco, *Manual de Electrocardiografía y Electroencefalografía*, Ed. Manual Moderno, pp. 19-27, 2007.
- [11] D. Prutchi, M. Norris, *Design and Development of Medical Electronic Instrumentation: a practical perspective of the design, construction and test of material devices*, John Wiley & Sons, pp. 226,227. 2005.
- [12] E. Cuevas, D. Zaldívar, M. Pérez. *Procesamiento digital de imágenes con MATLAB y Simulink*. Alfaomega pp. 523,524. 2010

VII. Autores



M. en C. Daniel Alfonso Meléndrez Armada obtuvo su título de Maestría en Ciencias con especialidad en Ingeniería Eléctrica, opción Bioelectrónica, por el Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del IPN, Unidad Zacatenco. Sus áreas de investigación son la instrumentación biomédica, los sistemas de entrenamiento

protésico, la electrónica de potencia aplicada a sistemas de alimentación para equipo médico y el control mediante aplicaciones móviles.



M. en C. Hilda María Chablé Martínez obtuvo su título de Maestría en Ciencias con especialidad en Ingeniería Eléctrica, opción Computación, por el Centro de Investigación y Estudios Avanzados del IPN, Unidad Zacatenco. Sus áreas de investigación son el cómputo paralelo en GPUs, seguridad en redes, procesamiento de señales y el control mediante aplicaciones móviles.

Desarrollo de una Interfaz Gráfica para un Módulo de Control de Nivel

Pedro Francisco Huerta González, Ivone Cecilia Torres Rodríguez, Zosimo Ismael Bautista

Instituto Politécnico Nacional, ESIME Zacatenco, Unidad Profesional “Adolfo López Mateos”, Distrito Federal, C.P. 07738, 57296000 ext. 54062, phuerta@ipn.mx, ictorres@ipn.mx, zbautista@ipn.mx

Resumen

En este trabajo, se realiza la integración de una Interfaz Hombre-Máquina con Labview, donde se configura una tarjeta de adquisición de datos de National Instruments usando un control de tipo ON-OFF para el módulo de control de nivel Cussons P3015 Level Control Apparatus. Además se analiza el funcionamiento respecto a su operación básica, realizando pruebas a las señales de entrada y de salida con la finalidad de detectar aquellos componentes averiados para llevar a cabo la rehabilitación e integración de los dispositivos de control, como son los transmisores y actuadores con los cuales se hace la puesta en marcha del módulo.

Palabras Clave: Adquisición de datos, Control, HMI.

I. Introducción

Automatizar un proceso tiene como finalidad volverlo repetitivo sin el manejo del operador; para que logre esta función, el hombre únicamente interfiere en el proceso mediante una Interfaz Hombre Máquina (HMI), siempre y cuando sea necesario realizar algún cambio en cualquiera de las variables de proceso [1].

En la literatura se encuentra que se han realizado, el proceso de rediseño de una planta de medición de nivel y caudal, como un prototipo didáctico, en la que incorporaron diferentes tecnologías de medición. Se incluyeron diferentes estrategias de control para una misma variable y la posibilidad de comparar los resultados de las mediciones realizadas [2]. Además del trabajo en donde se diseñó e implementó un prototipo de sistema de tanques acoplados “Level Control System”, con el cual se aplicarán varias técnicas de control convencionales y técnicas nuevas como el control difuso. El sistema fue desarrollado teniendo en cuenta aspectos de seguridad, robustez, flexibilidad y ergonomía necesarios para un módulo de laboratorio [3].

Por lo tanto, una necesidad común en la industria es asegurar que un determinado producto o variables de producción se puedan mantener en un estado deseado pese a las condiciones

fluctuantes. Las variables de producción en un proceso continuo, podrían ser el nivel de un fluido en un reactor que debe mantenerse en una altura constante mientras una salida del reactor está fluyendo continuamente fuera del sistema. Esta condición puede ser alcanzada por una serie de métodos que pueden ser manuales o automáticos [4].

Es así que el enfoque de este trabajo es integrar una interfaz gráfica, para lo cual es necesario rehabilitar el módulo de control de nivel Cussons P3015 Level Control Apparatus. Dentro de las etapas importantes están la integración de una tarjeta de adquisición de datos de National Instruments DAQ USB 6008, la realización de una Interfaz Hombre Máquina (HMI) y una acción de control ON-OFF para el sistema que se hace cargo del llenado de los tanques del proceso de nivel.

II. Medición de nivel

En la industria, la medición de nivel es importante, tanto desde el punto de vista del correcto funcionamiento del proceso como de la consideración del balance adecuado de materias primas o de productos finales [5].

Los instrumentos de nivel pueden dividirse en medidores de nivel de líquidos y medidores de nivel de sólidos, que son dos mediciones claramente diferenciadas que se deben estudiar por separado debido a sus características y aplicaciones particulares de las que son objeto.

Los medidores de nivel de líquidos [6] trabajan midiendo directamente, en función a las siguientes variables:

- La altura del líquido sobre una línea de referencia.
- La presión hidrostática.
- El desplazamiento producido en un flotador por el propio líquido contenido en el tanque del proceso.
- Las características eléctricas del líquido.

III. Elementos del módulo de control de nivel

Como se muestra la figura 1, el módulo de control de nivel de líquidos consta de una etapa de proceso, un sistema de circulación de agua y un sistema de control de proceso. La etapa de proceso se compone por dos recipientes de agua, montados verticalmente y conectada a través de una tubería de interconexión así como la válvula que permite configurar sistemas de primer y segundo orden. El Recipiente T1 se suministra con un Tanque de Carga Constante conectándose en la parte superior del depósito.



Fig. 1. Módulo de control de nivel de líquidos

En la figura 2 se muestra que el agua se suministra al Recipiente T1 mediante una bomba centrífuga, con el flujo controlado por una

válvula modulante con accionamiento eléctrico. Un interruptor flotador que sensa el "nivel alto" también se incorpora en el Recipiente T1 que proporciona el control de apagado de la bomba centrífuga. El flujo de salida del recipiente que va de nuevo al depósito de control a través de un accionamiento manual y una válvula solenoide, se utilizan para que se produzcan estados estacionarios y transitorios.

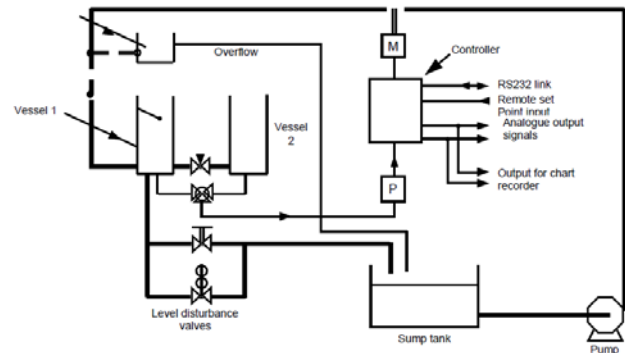


Fig. 2. Diagrama de bloques del módulo de control de nivel.

El nivel del agua en los recipientes se mide por el transductor, conectado a través de una válvula de bola entre los recipientes, que produce una señal de control que es directamente proporcional al nivel del agua, la cual es enviada a un controlador electrónico que controla el flujo de agua para el modelo de proceso por medio de la válvula modulante.

El controlador con el que cuenta el sistema está basado en un controlador lógico programable, además se tiene un controlador PID externo el cual regula el nivel de los Recipientes.

IV. Diagrama de tubería e instrumentación

Para el módulo se diseña un DTI, como se puede observar en la figura 3. Este se desglosa en los siguientes elementos:

- (1) **Elemento de nivel:** Flotador que funciona para enviar la señal de nivel alto.
- (2) **Válvula interconectora:** Válvula manual para ajustar el nivel del tanque.
- (3) **Válvula transductora:** Electro válvula para ajustar el nivel del tanque [7].
- (4) **Válvula de ajuste de demanda:** Válvula manual para realizar el desfogue del sistema.

- (5) **Válvula solenoide:** Válvula normalmente cerrada que realiza el desfogue del sistema.
- (6) **Válvula de control SKD 62:** Válvula analógica con entradas de 0 a 10 V que se utiliza para regular el suministro del sistema [8].
- (7) **Válvula manual:** Válvula para regular el suministro del sistema.
- (8) **Bomba:** Suministra agua al módulo.
- (9) **Tanque de alimentación:** Tanque del líquido que entrará al sistema.

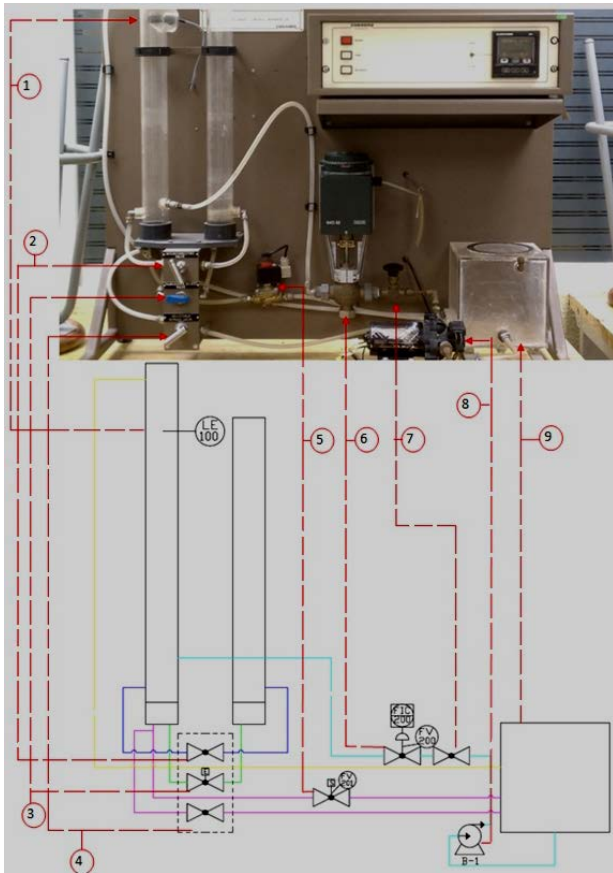


Fig. 3. DTI diseñado.

V. Pruebas al sistema actual

Se energizó el módulo para determinar las condiciones de funcionamiento, realizando las siguientes pruebas:

Controlador: Desde el tablero del controlador solo se realizó una operación manual, en donde se energizó el sistema, se mandó a accionar la válvula de control, se realizó el arranque y paro de la válvula solenoide, así como el arranque y paro de la bomba.

Bomba: Al arrancar la bomba se realizó el llenado del recipiente T1, en la figura 4 se muestra la bomba utilizada, la cual tiene las siguientes características [9]:

- Bomba para trabajo continuo
- Motor monofásico
- Potencia de ¼ de HP
- Aplicación para presión y/o caudal
- Capacidad máxima 40 GPM
- Altura dinámica total de 40 pies



Fig. 4. Acondicionamiento de la bomba.

Válvula de Control: Funciona con una alimentación de 24 VCA y una señal de control de 0 a 10 V. Para accionarla se varió el voltaje controlando la apertura y cierre (ver figura 5).



Fig. 5. Conexión de la Válvula de Control.

Válvula Solenoide: Se energizó la válvula solenoide, por medio de una alimentación de 24 VCA, corroborando el correcto funcionamiento de la válvula.

Sensor Flotador de Nivel Alto: Se realizó una prueba de continuidad por medio de un multímetro (ver figura 6).



Fig. 6. Sensor de Nivel Tipo Flotador.

VI. Instrumentación del módulo

Debido a que el controlador lógico programable no pudo ser rehabilitado, se procede a determinar la manera de operación del módulo de acuerdo a los elementos que si se pudieron poner en marcha. Por lo tanto, se determina que con las condiciones actuales del módulo es factible realizar un control ON-OFF integrando una tarjeta de adquisición de datos que realice la función del controlador como se explica a continuación:

- La HMI y el control del sistema se realiza a través del software LabVIEW de National Instruments.
- La etapa de salida del módulo de control de nivel se conecta a una tarjeta de National Instruments, ya que esta cuenta con salidas analógicas para el sistema de 0 a 10 V.

Al módulo se integran nuevos instrumentos, para sensar y controlar adecuadamente el sistema. En la figura 7 se muestra el DTI de acuerdo a los transmisores seleccionados y a los actuadores rehabilitados. A continuación, se describe la operación de los dispositivos utilizados en el DTI:

Transmisores de nivel por sonda (LT-101 y LT-103): Transmisores montados en el Recipiente T1 y T2, con salida analógica de 0 a 10 V con salida al controlador.

Transmisor de nivel por presión diferencial (LT-102): Transmisor montado en el Tanque T3, con salida analógica de 0 a 10 V con salida al controlador.

Transmisor de flujo tipo turbina (FT-101): Transmisor montado entre la válvula de control y el Recipiente T1 con salida analógica de 0 a 10 V con salida al controlador.

Interruptor automático de arranque y paro del motor (XC-200): Interruptor para accionar la bomba que alimenta el Recipiente T1 desde el Tanque T3.

Salida a controlador (FC-201 y FC-202): Con salida digital de 24 VCD indicando la abertura o cierre de la posición actual de la válvula.

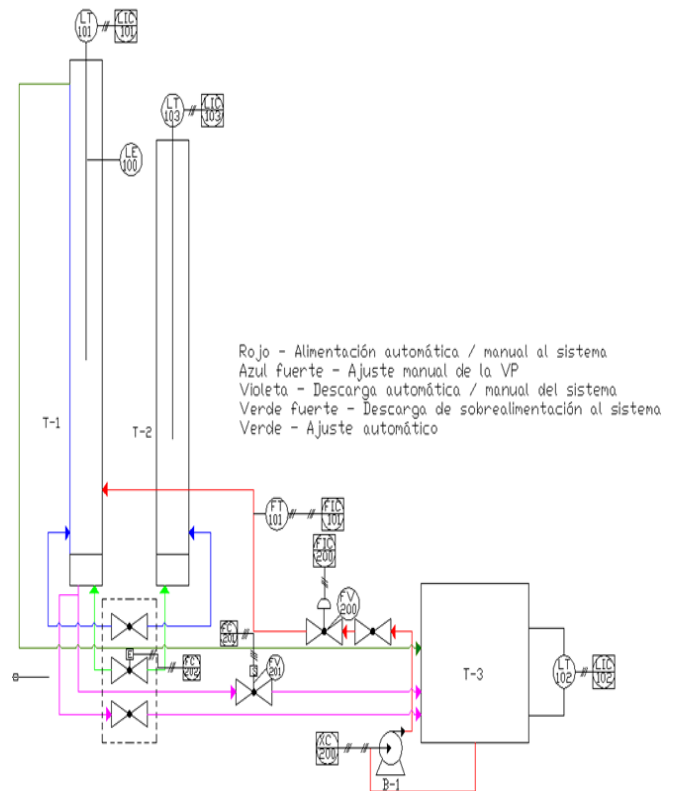


Fig. 7. DTI con los transmisores y actuadores.

En función al DTI de la figura 7, se selecciona la tarjeta de adquisición de datos NI USB-6008 como interfaz con LabVIEW, ya que permite obtener las señales y realizar el control y la automatización del sistema [10]. La tarjeta NI USB-6008 tiene las siguientes características:

- 8 entradas analógicas (12 bits, 10 kS/s)
- 2 salidas analógicas (12 bits a 150 S/s)
- 12 E/S digitales y contador de 32 bits
- Energizado por bus para obtener conectividad

En la figura 8 se muestra el diagrama eléctrico general, donde se conectan los transmisores LT-

101, LT-102 y FT-101 hacia la tarjeta de adquisición en los puertos P0.0, P0.1 y P0.2 configurados como entradas analógicas.

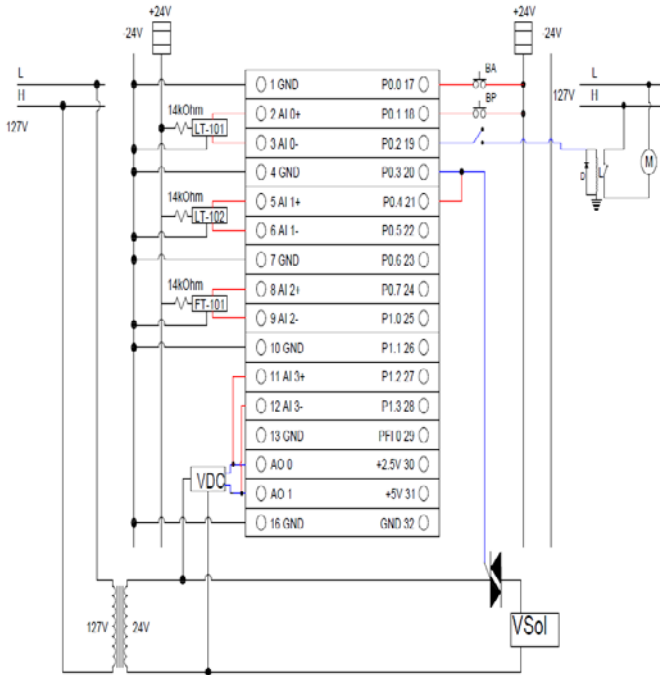


Fig. 8. Diagrama de Conexiones del Módulo.

También se conectan la válvula modulante (VDC) a un puerto de salida analógico, así como la válvula solenoide (activada por Triac) y la bomba (accionada por contactor) conectadas a puertos de salidas digitales.

VII. Interfaz gráfica con LabVIEW

Como parte principal de este trabajo, se implementa una HMI tomando el DTI de la figura 7, al cual se aplica un control ON-OFF. En esta HMI, se coloca un menú donde el usuario hace una elección sobre el modo de uso del módulo, ya sea la configuración en modo automático o modo manual.

El objetivo de la HMI es dar una herramienta de fácil manejo e interpretación, que permita evaluar el funcionamiento del módulo de control de nivel Cussons P3015 Level Control Apparatus, incluyendo las modificaciones con instrumentación de última tecnología, la cual permite la observación de variables físicas en una forma que sean de fácil aceptación para el

usuario. Se muestra a continuación en la tabla 1 las variables del módulo de control de nivel.

Nombre	Descripción
Transmisor de presión diferencial	Obtención de datos de nivel en tanque de almacenamiento
Bomba	Extracción y transportación de fluido a tanques
Válvula de Control regulatorio de flujo	Paso de fluido a tanques
Transmisores de nivel	Obtención de datos de nivel de tanque de Set point y tanque de comparación
Electro-válvula	Regula el fluido para comparación de niveles en tanques
Válvula Solenoide	Evacuación de fluido a tanque de almacenamiento

Tabla 1. Listado de variables

Mediante LabVIEW se desarrolla la interfaz para el control ON-OFF del módulo de nivel desde la PC. La figura 9 muestra la pantalla de presentación para el usuario que permite escoger el modo de operación deseado, el mismo que debe ser correspondiente con el seleccionado en el panel de usuario.

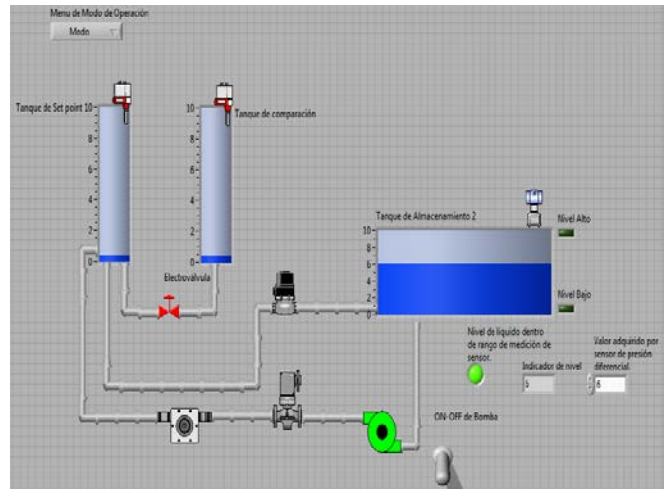


Fig. 9. Panel Frontal de la Interfaz

Una vez seleccionado el modo requerido se activa la acción correspondiente en el diagrama de bloques de los instrumentos virtuales (VIs). Los 2 modos de uso del sistema de interfaz se pueden ver en la figura 10, la cual indica que esta en modo automático.

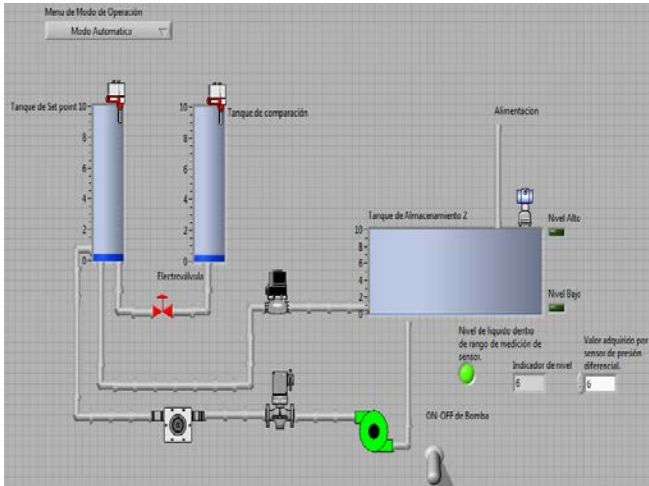


Fig. 10. Panel de Control Automático.

En la figura 11 se observan los indicadores de nivel bajo y alto, los cuales se activan en función al nivel del agua suministrado por el usuario. Al activarse la alimentación del fluido, los indicadores registran los datos del tanque de almacenamiento, en esta fase se indica el nivel del fluido como se muestra en la figura 11, cabe destacar que estos indicadores corresponden al sensado del transmisor LT-102, por lo tanto la implementación se basa en que cuando el transmisor manda la señal y se encuentre por debajo de 2 V se indicara el nivel bajo y cuando rebase 9 V indicará el nivel alto.

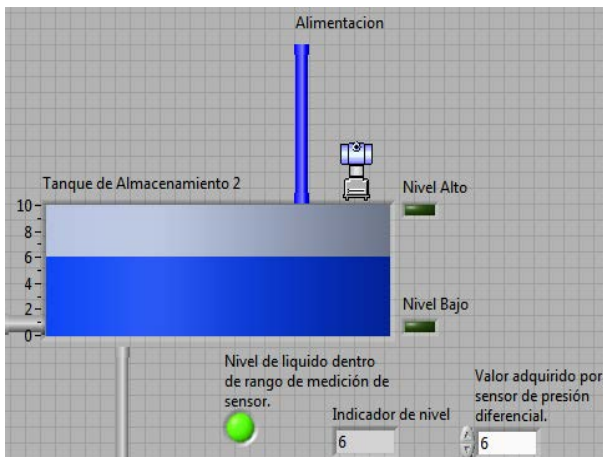


Fig. 11. Tanque de Almacenamiento.

Como se muestra en la figura 12, el diagrama de bloques está configurado para que el valor del fluido proporcionado por el usuario siempre se encuentre dentro del rango de medición, de lo contrario la interfaz emitirá una alarma evitando pasar al siguiente paso.

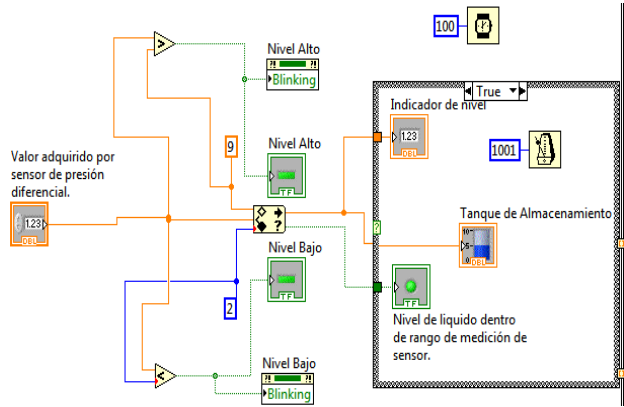


Fig. 12. Panel del Tanque de Almacenamiento.

Como se observa en la figura 13, para el llenado del tanque de referencia se lleva a cabo el sensado de nivel por medio de LT-101 con el cual se activa la bomba, en donde dicho nivel se visualiza en la interfaz gráfica.

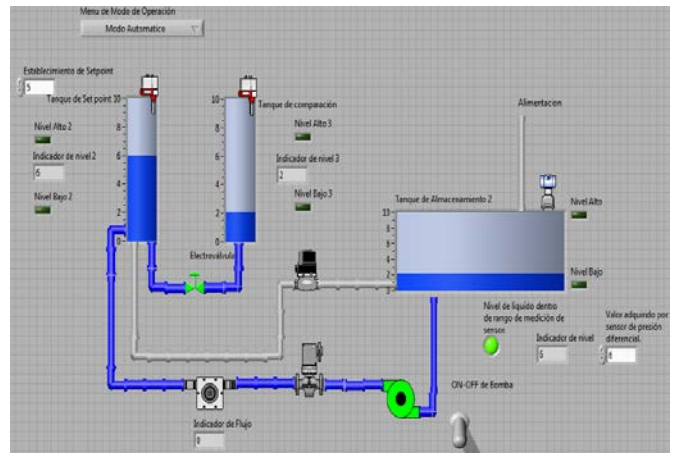


Fig. 13. Proceso de Llenado.

En el diagrama de bloques de comparación de tanques (figura 14), la primer parte incorpora el llenado del tanque de setpoint y un tiempo de llenado de acuerdo a la capacidad de la bomba, que es capaz de hacer el llenado completo del tanque de referencia en 36 segundos accionada de manera continua.

Los 36 segundos asignados se toman por la capacidad de alimentación de 30 litros por minuto de la bomba, así como del tanque de setpoint que tiene una capacidad de 18 litros.

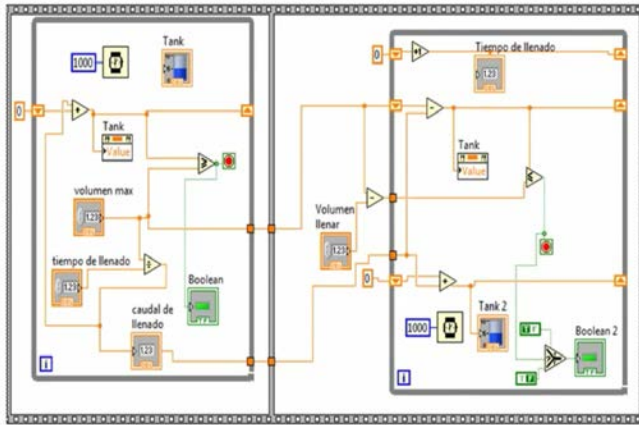


Fig. 14. Panel de Comparación de Tanques.

Mediante el control se realiza la igualación de los niveles de los tanques, marcando los transmisores de nivel lecturas iguales, por lo tanto se llega a la conclusión que el proceso se llevó a cabo de manera deseada. Con el modo manual se activa la bomba con una botonera puesta en panel, además se tiene la interacción directa con las válvulas para accionarlas manualmente, lo cual se muestra en la Figura 15.

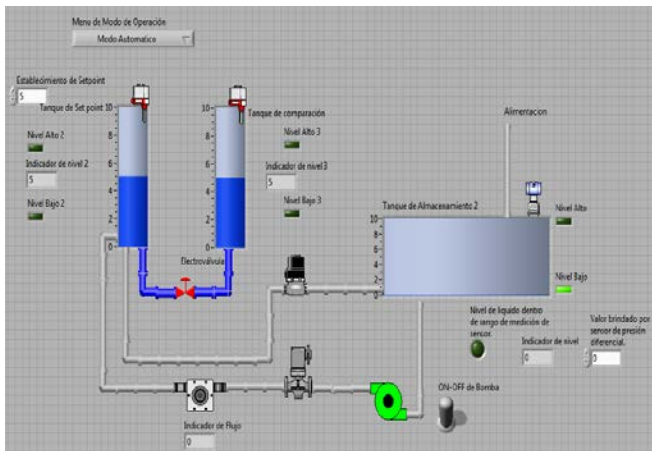


Fig. 15. Proceso Sincronizado.

Finalmente, se hace el reinicio del sistema, para lo cual se tiene implementado directamente una tubería que sirve para el desfogue de fluido como se observa en la figura 16. En donde se contempla la activación del solenoide para realizar la apertura de la electroválvula que opera como dispositivo de control para la comparación, permitiendo llegar a un punto de sincronización de niveles. Por lo tanto, cuando el fluido termina de llegar al tanque de almacenamiento, se encuentra activo el transmisor de presión

diferencial con el valor observable en los indicadores de nivel.

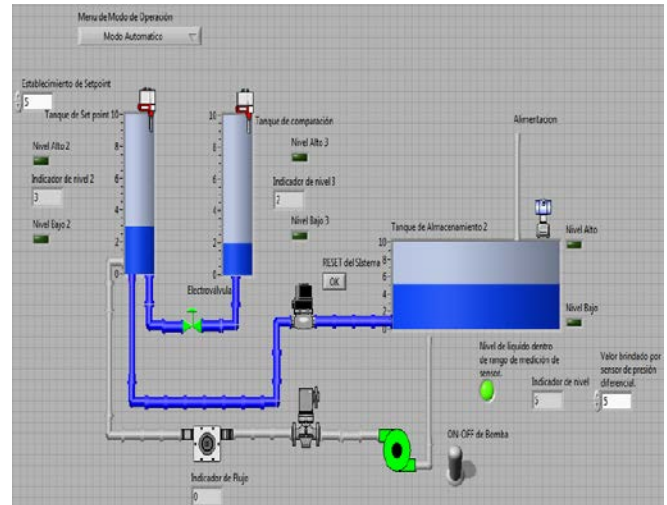


Fig. 16. Reiniciando el Sistema.

VIII. Conclusiones

Con la realización del presente trabajo se implementó una HMI para el módulo de control de nivel, que permite observar, controlar y registrar la medición de la variable principal, por medio del software LabVIEW de National Instruments y recibir los datos del proceso por medio de una tarjeta de adquisición de datos. Además con la interfaz gráfica se mejoró la interacción del usuario con el proceso, al poder establecer un setpoint, incluir perturbaciones al sistema y realizar el control ON-OFF. También se obtiene el registro de la variable y se establece un plan de mantenimiento para la calibración de sensores así como del posicionador de la válvula de control. Otro punto importante, fue la rehabilitación de los dispositivos de control del módulo existente, así como la selección e integración de los transmisores de nivel y flujo que dio como resultado mayor robustez al módulo de control de nivel.

IX. Referencias

[1] J. Vergara, "Prototipo para control automático de nivel y caudal de líquidos". *INGENIUS*. N° 6. Julio/Diciembre 2011. pp. 9-18 .ISSN: 1390-650X.

- [2] J. L. Ramírez Echavarría, C. M. Londoño Parra, “Rediseño e Implementación de un Prototipo para la Medición y Control de Nivel y Caudal de Agua”. Revista Tecnológicas No. 18. Julio de 2007.
- [3] J. P. Idrovo Villagrán, J. C. Valle Galarza, Diseño e Implementación de un Sistema de Entrenamiento para Control de Nivel de Tanques Acoplados utilizando Lógica Difusa. Tesis. Carrera de Ingeniería en Electrónica, Automatización y Control. Escuela Politécnica del Ejército. Sangolquí, Ecuador, 2009.
- [4] V. Ramakrishnan, Y. Zhuang, S. Y. Hu, J. P. Chen, C.C. KO, Ben M. Chen and K.C. Tan, “Development of a Web-Based Control Experiment for a Coupled Tank Apparatus,” *IEEE Transactions on Education*, vol. 44, no. 1, February 2001.
- [5] A. Creuss, Instrumentación Industrial. 7ª ed., Editorial Marcombo, 2005.
- [6] A. Corripio, Control Automático de Procesos. 1ª ed., Editorial Noriega Limusa, 1991.
- [7] Datasheet Serie 8210 Redhat. Asco, 2010.
- [8] Datasheet Valve SDK62 Actuadores electro-hidráulicos para válvulas, Siemens Turner, 2003.
- [9] Datasheet Pump Serie PH35 Stuart Turner 2011.
- [10] R. Pallás Areny, Adquisición y Distribución de Señales. Editorial Marcombo. 2004.

M. en C. Ivone Cecilia Torres Rodríguez. Profesora Titular A. Ingeniero en Control y Automatización del Instituto Politécnico Nacional. Maestra en Ciencias en Ingeniería Eléctrica opción control de la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME-IPN. Área de trabajo: Sistemas Digitales, Comunicaciones Industriales y Control de movimiento.

Ing. Zósimo Ismael Bautista Bautista: Profesor Titular B de la Carrera de Ingeniería en Control y Automatización. Ingeniero en Comunicaciones y Electrónica del Instituto Politécnico Nacional. Candidato a Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica de la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación ESIME Zacatenco en la Ciudad de México.

X. Autores

M. en C. Pedro Francisco Huerta González. Profesor Titular A. Ingeniero Electricista del Instituto Politécnico Nacional. Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica opción control de la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME-IPN. Áreas de trabajo: Electrónica de Potencia, Comunicaciones Industriales y Control de movimiento.

Detección de Polarización Circular Usando Retardadores de Fase para Aplicaciones de Radioastronomía

*Juan Salvador Palacios Fonseca, **José Eduardo Mendoza Torres

*Universidad Autónoma de Nayarit, Ciudad de la Cultura “Amado Nervo”, CP 63155, Tepic, Nayarit, (311) 1350597, espectroku@hotmail.com.

**Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica, C. Luis Enrique Erro No. 1, Sta. María Tonantzintla, CP 72840, Puebla, (222) 2663100, mend@inaoep.mx.

Resumen

El estudio de la emisión en el rango de microondas del Sol, permite una mejor comprensión de los mecanismos de emisión y a partir de esto estimar algunos parámetros físicos, como densidad, temperatura y otros. Algunos mecanismos de emisión se producen en presencia de campos magnéticos, los cuales polarizan las ondas electromagnéticas [1]. Un espectropolarímetro (EP) es un instrumento de medición que permite obtener el espectro de potencias (es decir, la potencia en diversas subbandas de la banda total) y determinar el grado de polarización de la señal (en cada subbanda). En éste trabajo se presenta la etapa del retardador de fase utilizado en el EP de banda ancha construido en el INAOE [4] el cual es una pieza clave para obtener información de la polarización circular a partir de la polarización lineal incidente. Del análisis de la respuesta real del retardador de fase se encontró que su operación está acorde al modelo teórico propuesto permitiendo su operación en el espectropolarímetro. El EP se diseñó y construyó para operar en el radiotelescopio RT5 de 5 m de diámetro que está instalado en el INAOE para la observación del Sol. Debido a que la parte de alta frecuencia del receptor se diseñó para operar en el foco primario de una antena parabólica, también es posible operar el EP en otro radiotelescopio con el que se cuenta en el INAOE, el cual tiene una antena parabólica de 1 m de diámetro.

Palabras Clave: Espectropolarímetro, Radioastronomía, Radiotelescopio, Retardador, Híbrido.

I. Introducción

Gran parte de la información que se tiene de los objetos celestes se ha obtenido a partir de su radiación electromagnética. Algunos mecanismos de emisión se producen en presencia de campos magnéticos, lo cual polariza las ondas electromagnéticas (ondas EM) [1]. En el Sol pueden producirse radio ondas por diversos mecanismos y algunos de ellos ocurren en presencia de campos magnéticos de diversas intensidades, tanto en el Sol quieto, como en formaciones temporales, o en eventos transitorios.

La medición de la polarización permite tener más información para identificar el mecanismo de emisión en cada caso. Sin embargo, actualmente

se hacen observaciones de polarización generalmente en bandas anchas y de frecuencias fijas, promediando un solo valor, o pixel, a lo largo del espectro [2]. Uno de estos instrumentos en operación es el radiotelescopio de Medicina, Italia, el cual tiene receptores de polarización circular en las frecuencias de 1.4, 1.6, 2.3, 5, 6, 8.3 y 22 GHz. Los anchos de banda de cada receptor van desde los 100 Mhz hasta los 800 Mhz, pero siempre obteniendo el valor de potencia promediado de toda la banda [3]. Por otra parte, el radiotelescopio SBRS (*Solar Broadband Radio Spectrometer*) consiste en un arreglo de varias antenas localizadas en las ciudades de Beijing, Kunming y Nanjing. Este radiotelescopio trabaja en cinco rangos de frecuencia dentro de la banda de 0.7 – 7.6 GHz.

Tiene una resolución espectral de 1 – 10 Mhz y una resolución temporal de 1 – 10 ms [4].

Con el diseño que se describe en [5] y del que forma parte el retardador de fase, se puede obtener polarización circular en diversas subbandas, alcanzando una resolución espectral menor a 100 KHz y una resolución temporal menor a 16 ms, para un ancho de banda total de 1 GHz. Además de ser un sistema modular que permite extender el ancho de banda total al agregarle nuevos módulos con un diseño similar pero a frecuencias más altas.

En los últimos años, el avance en los dispositivos de cómputo que pueden realizar muchas operaciones en tiempos cortos, así como el estado del arte de la electrónica de microondas, permite el diseño y construcción de receptores más económicos y confiables. En el presente trabajo se explicará la etapa del retardador de fase que permite la detección de polarización circular a partir de las componentes lineales del frente de onda incidente.

II. Teoría

II.1 DESCRIPCIÓN TEÓRICA DE LA POLARIZACIÓN DE UNA ONDA EM

En el análisis de la propagación de una onda EM, el plano de oscilación del campo eléctrico se considera constante aunque su magnitud y signo varían en el tiempo. Ahora bien, dos ondas armónicas, linealmente polarizadas con la misma frecuencia, moviéndose en la misma región del espacio y en la misma dirección se combinan y forman una onda polarizada que en el caso de que sus vectores de campo eléctrico sean colineales, la polarización es lineal. Para el caso de que los planos de oscilación de sus respectivos campos eléctricos sean ortogonales, entonces la onda resultante podría o no ser linealmente polarizada.

El vector de Stokes está compuesto por cuatro cantidades llamados los parámetros de Stokes, que describen la intensidad y polarización de una onda EM [6]

$$\begin{aligned} S_0 &= I = E_a^2 + E_b^2, \\ S_1 &= Q = S_0 \cos(2\chi) \cos(2\psi), \\ S_2 &= U = S_0 \cos(2\chi) \sin(2\psi), \\ S_3 &= V = S_0 \sin(2\chi), \end{aligned} \quad (1)$$

donde ξ y η son los semiejes mayor y menor de la elipse, ψ es el ángulo de inclinación de los semiejes de la elipse con respecto al eje coordenado x, y. La $\tan(\chi)$ define el cociente de los componentes eléctricos en los ejes ξ y η y proporciona información acerca del sentido de polarización de la onda EM: $\tan(\chi) > 0$ es RCP y $\tan(\chi) < 0$ es LCP.

S_0 es también llamado el vector de *Pointing* y se puede calcular con

$$S_0^2 = S_1^2 + S_2^2 + S_3^2 \quad (2)$$

El vector de Stokes se puede expresar también en términos de los valores observables

$$\begin{aligned} S_0 &= I = E_1^2 + E_2^2, \\ S_1 &= Q = E_1^2 - E_2^2, \\ S_2 &= U = 2E_1E_2 \cos(\delta), \\ S_3 &= V = 2E_1E_2 \sin(\delta), \end{aligned} \quad (3)$$

donde

- E_a : es la componente del campo eléctrico en el semieje mayor ξ ,
- E_b es la componente del campo eléctrico en el semieje menor η ,
- E_1 es la componente del campo eléctrico en el eje x,
- E_2 es la componente del campo eléctrico en el eje y,
- δ es la diferencia de fase entre las ondas E_1 y E_2 y,

los ángulos se obtienen a partir de la elipse de polarización (ver Fig. 1).

Cada parámetro del vector de Stokes representa una condición de la señal, así S_0 representa la intensidad total, S_1 representa la intensidad de polarización lineal horizontal si la cantidad es positiva, y vertical si es negativa. S_2 representa también polarización lineal, pero a un ángulo de

$\pm 45^\circ$ desde el eje principal, dependiendo si el vector es positivo o negativo. Finalmente S_3 representa el grado de polarización circular, siendo derecha, RCP (*Right Circular Polarization*), si el signo es positivo e izquierda, LCP (*Left Circular Polarization*) si el signo es negativo.

Las ecuaciones anteriores sirven para una señal monocromática, sin embargo, en la realidad las señales que se detectan están compuestas por una distribución continua de frecuencias. Una señal cuasi-monocromática está compuesta por una distribución continua de frecuencias ν limitada en banda y se puede representar con las Ecuaciones (4)

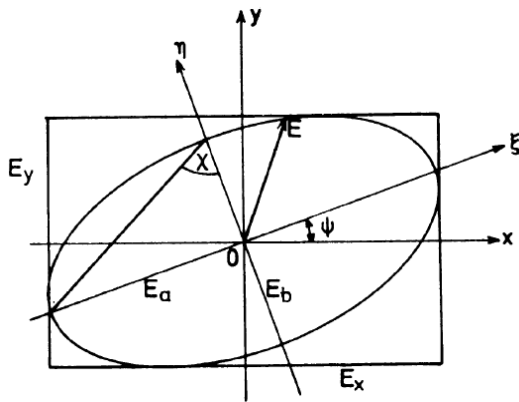


Fig. 1. Elipse de polarización de una onda EM.

$$\begin{aligned} E_x(t) &= a_1(t)e^{i(\phi_1(t)-2\pi\nu t)}, \\ E_y(t) &= a_2(t)e^{i(\phi_2(t)-2\pi\nu t)}. \end{aligned} \quad (4)$$

Entonces, los parámetros de Stokes se generalizan de la siguiente manera

$$\begin{aligned} S_0 &= I = \langle a_1^2 \rangle + \langle a_2^2 \rangle, \\ S_1 &= Q = \langle a_1^2 \rangle - \langle a_2^2 \rangle, \\ S_2 &= U = 2\langle a_1 a_2 \cos(\delta) \rangle, \\ S_3 &= V = 2\langle a_1 a_2 \sin(\delta) \rangle \end{aligned} \quad (5)$$

y la intensidad total se cumple con

$$\begin{aligned} S_0 &\geq S_1^2 + S_2^2 + S_3^2, \\ I &\geq Q^2 + U^2 + V^2. \end{aligned} \quad (6)$$

El grado de polarización se calcula con la siguiente Ecuación

$$P = \frac{\sqrt{S_1^2 + S_2^2 + S_3^2}}{S_0}. \quad (7)$$

La polarización de la superposición de ondas individuales es la suma de los parámetros de Stokes de cada una de ellas.

En la Fig. 2 se representa una onda electromagnética con polarización circular izquierda (LCP) en un sistema de coordenadas xy, el vector del Campo Eléctrico (E) está representado por la flecha azul continua y la dirección en que gira se indica con la flecha circular. La flecha roja horizontal a trazos representa la componente de x del vector E y la flecha vertical la componente y . La amplitud de la componente y alcanza su valor máximo en el lado positivo del sistema de coordenadas mientras que la amplitud de la componente x es cero. Posteriormente la amplitud de la componente x crece en el lado de valores negativos mientras que la componente y va decreciendo. Es decir, la amplitud de la componente y está desfasada en 90° respecto de la componente x .

En el caso en que la componente x aumentara hacia el lado de los valores positivos, el vector resultante (flecha azul continua) giraría hacia la derecha, por lo cual se tendría RCP. En este caso la amplitud de la componente x está desfasada en 90° respecto de la componente y .

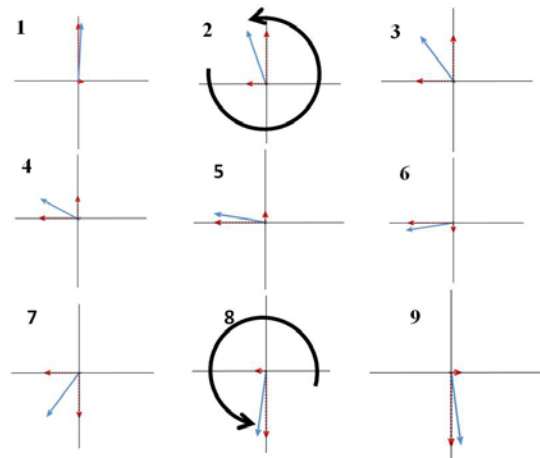


Fig. 2. Representación de una Onda Electromagnética con Polarización Circular Izquierda (LCP) en un sistema de coordenadas xy.

Como se ve del análisis anterior, es posible generar una señal con polarización circular a partir de dos señales con polarización lineal (en x y y). Para definir si la polarización va a ser derecha o izquierda solo se requiere retrasar una diferencia de fase adecuada una de las señales (ya sea la que está en x o la que está en y).

II.2 ACOPLADOR HÍBRIDO DE 90°

El acoplador híbrido de 90°, también llamado híbrido en cuadratura, es un acoplador de 3 dB direccional de 4 puertos el cual presenta una diferencia de fase de 90° entre sus puertos de salida [7].

Cuando una señal de entrada es acoplada en el puerto 1, su potencia es dividida por igual entre los puertos de salida 2 y 3. La señal de salida en el puerto 2 está atrasada 90° con respecto a la señal de entrada en el puerto 1 y es equivalente a que la señal viajó una distancia extra de $\lambda/4$. La señal de salida en el puerto 3 está atrasada 180° con respecto a la señal de entrada en el puerto 1. El puerto 4 se encuentra aislado y no tiene potencia. Finalmente, la señal de salida en el puerto 3 tiene un atraso de 90° con respecto a la salida en el puerto 2 (ver Fig. 3). Cualquiera de los puertos puede ser entrada de señal y las salidas siempre estarán en los puertos del lado opuesto.

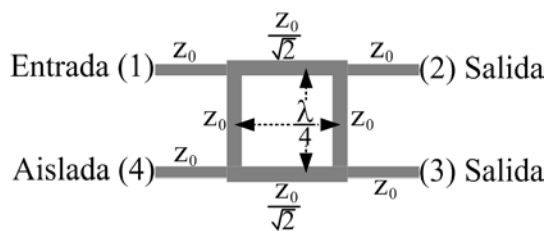


Fig. 3. Representación del acoplador híbrido que produce un retraso de fase de 90°.

III. Diseño del retardador de fase del EP y Trabajo Experimental

En éste trabajo se propone un retardador de fase analógico que permita obtener la información de polarización circular a partir de dos señales detectadas linealmente. El retardador es una de las etapas principales de un espectropolarímetro (EP) diseñado y construido para realizar

observaciones solares y obtener información de los componentes de polarización circular en bandas angostas de la región del espectro de 2 a 3 GHz (ver Fig. 4) [5].

El retardador de fase se encuentra en el bloque del Back-End y su función es la de extraer la información de la polarización circular del frente de onda incidente en un alimentador de banda ancha y polarización lineal conformado por dos antenas Vivaldi en configuración ortogonal [8].

De acuerdo al diseño, el retardador debe cumplir con las siguientes características:

- Debe tener un ancho de banda de operación mínima de 2 a 3 GHz,
- La respuesta en fase de toda la banda debe ser lineal.

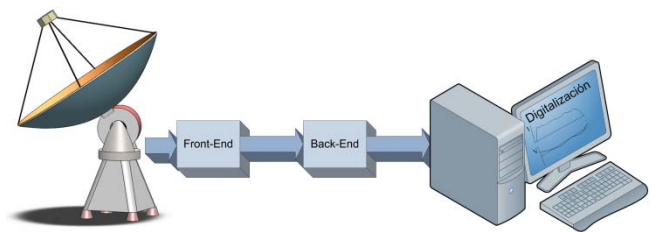


Fig. 4. Diagrama a bloques del espectropolarímetro diseñado y construido en el INAOE.

Los acopladores híbrido de banda ancha cumplen con las características requeridas del retardador de fase. La configuración de acopladores híbrido y sumadores permitirán obtener la información sobre los componentes de polarización circular izquierda y derecha (ver Fig. 5), donde E_y es la señal procedente de la antena que recibe polarización lineal vertical y E_x es la señal de la antena que recibe polarización lineal horizontal; E_M es la señal de polarización circular izquierda y E_N es la señal de polarización circular derecha. HIB1 y HIB2 son los acopladores híbrido de 90° y los sumadores combinan las salidas de los acopladores híbrido.

La función de transferencia de este arreglo para una señal monocromática es [5]

$$\begin{aligned} E_M &= E_1 \cos(\omega t) + E_2 \sin(\omega t + \delta), \\ E_N &= E_1 \sin(\omega t) + E_2 \cos(\omega t + \delta). \end{aligned} \tag{8}$$

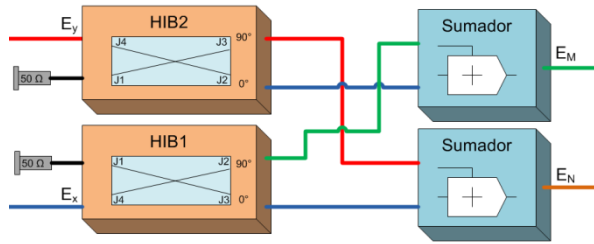


Fig. 5. Retardador de fase formado con acopladores híbrido y sumadores.

Evaluado para el caso de polarización izquierda $\delta=90^\circ$ y $E_1=E_2=E$, resulta:

$$\begin{aligned} E_M &= 2E \cos(\omega t), \\ E_N &= 0, \end{aligned} \tag{9}$$

y para polarización derecha, $\delta=-90^\circ$ y $E_1=E_2=E$, resulta:

$$\begin{aligned} E_M &= 0, \\ E_N &= 2E \sin(\omega t). \end{aligned} \tag{10}$$

Resumiendo en la Tabla 1 las señales para algunos casos particulares de polarización.

Los resultados anteriores se aplican a señales monocromáticas, en el caso más general, la radiación proveniente del sol tiene una distribución continua y uniforme de frecuencias para la banda de 2 a 3 GHz.

Del análisis de Fourier sabemos que una señal puede ser descompuesta en función de senos y cosenos. Cada uno de los términos de la suma posee una frecuencia distinta. Entonces, la polarización resultante de una señal en una banda limitada, es la suma vectorial de la polarización de cada componente monocromática. De esto también se desprende que un retardador ideal, en un ancho de banda, también desplazará el ángulo de fase del vector E en la misma magnitud todas las frecuencias que componen la señal resultante.

δ	EM	EN	Tipo de polarización
0°	$E_1 \cos(\omega t) + E_2 \sin(\omega t)$	$E_1 \cos(\omega t) + E_2 \sin(\omega t)$	Lineal, $\psi = 45^\circ$
90°	$(E_1 + E_2) \cos(\omega t)$	0	Circular izquierda, LCP
180°	$E_1 \cos(\omega t) - E_2 \sin(\omega t)$	$E_1 \sin(\omega t) - E_2 \cos(\omega t)$	Lineal, $\psi = -45^\circ$
270°	0	$(E_1 + E_2) \sin(\omega t)$	Circular derecha, RCP

Tabla 1. Casos particulares de polarización en función de los componentes circulares.

Con el programa *Interactive Data Language* (IDL) se hicieron simulaciones de la interferencia de señales con diferentes frecuencias empleando las Ecuaciones (8). En la Fig. 6 se muestra la gráfica de una señal compuesta por 999 frecuencias de la misma amplitud. En los paneles superiores se pueden ver las señales simuladas de polarización lineal vertical (derecha) y horizontal (izquierda) en el dominio del tiempo. En los paneles del centro se observa el espectro de potencia de las señales simuladas vertical y horizontal. En los paneles inferiores se puede ver la polarización que forman las dos señales lineales, en la figura de la derecha, y en la figura de la izquierda la polarización circular que forman las señales lineales a la salida de las antenas, con los ejes girados en sentido contrario a las manecillas del reloj.

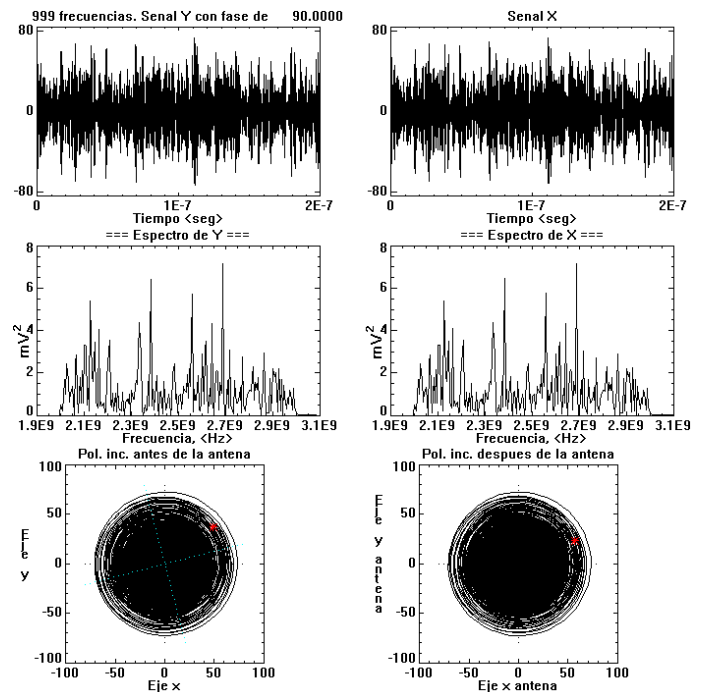


Fig. 6. Señal EM simulada en IDL con múltiples frecuencias.

La interferencia que se produce entre señales de diferente frecuencia genera una polarización total instantánea que es variable con el tiempo (ver Fig. 7). No obstante, en la práctica, se puede obtener la polarización promedio de bandas de frecuencia angostas en intervalos de tiempo dados. En la Fig. 7, la onda se propaga de izquierda a derecha, la línea vertical denota la amplitud de la componente y y la horizontal de la componente x . Las líneas curvas denotan la suma vectorial de las componentes x y y de la onda EM. Las unidades son arbitrarias.

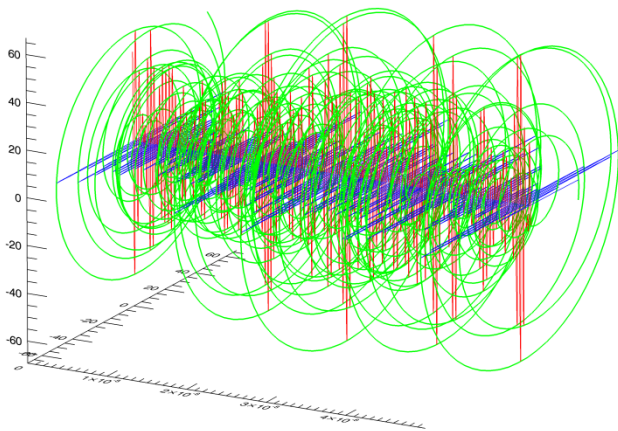


Fig. 7. Señal EM simulada con múltiples frecuencias en 3D.

Para el caso de un adelantamiento de fase de 90° de y sobre x en cada frecuencia que componen la señal total, se espera que la contribución vectorial de cada una de ellas resulte, de acuerdo a la expresión en la Tabla 1, en una polarización circular izquierda. En la Fig. 8 se observa la salida de los sumadores para una señal LCP.

El caso contrario, con un retraso de 90° de y con respecto a x , la salida correspondiente a polarización circular derecha tiene amplitud mayor (ver Fig. 9).

Un caso más general es la polarización elíptica, en la cual, la polarización izquierda y derecha contribuyen significativamente a la polarización total. En la Fig. 10 se observa la gráfica en 3D de la resultante en el tiempo de una señal con polarización elíptica. En la Fig. 11 se observa que las magnitudes de la LCP y la RCP tienen valores cercanos

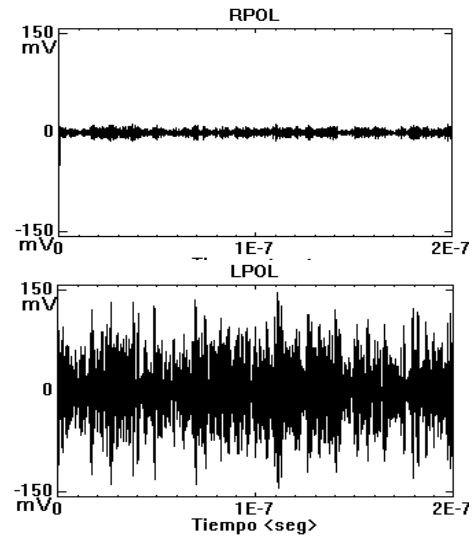


Fig. 8. Señal de salida de los sumadores para una señal LCP.

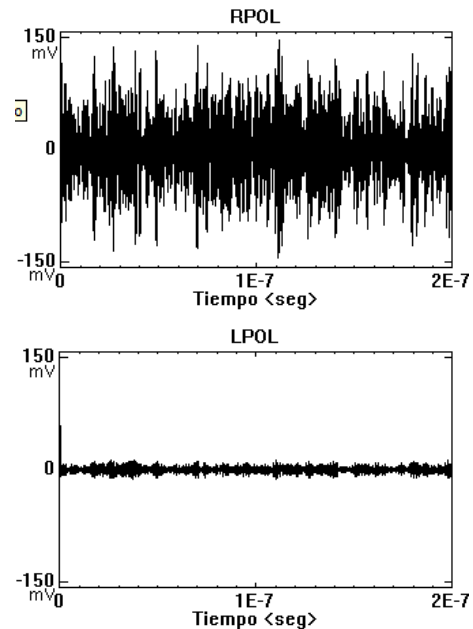


Fig. 9. Señal de salida de los sumadores para una señal RCP.

IV. Resultados

Los acopladores híbrido de 90° utilizados en el retardador de fase propuesto fueron fabricados por MICROWAVE DEVICES[®] especialmente para el proyecto del espectropolarímetro y tienen un ancho de banda de 1 GHz, centrado en 2.5 GHz. La medición de los parámetros S con el analizador de redes vectoriales, VNA (Vectorial Network Analyzer), Agilent Technologies[®] modelo E8361A del laboratorio de Microondas

del INAOE (ver Fig. 12) genera las gráficas de la Fig. 13 realizadas en el programa ADS2009.

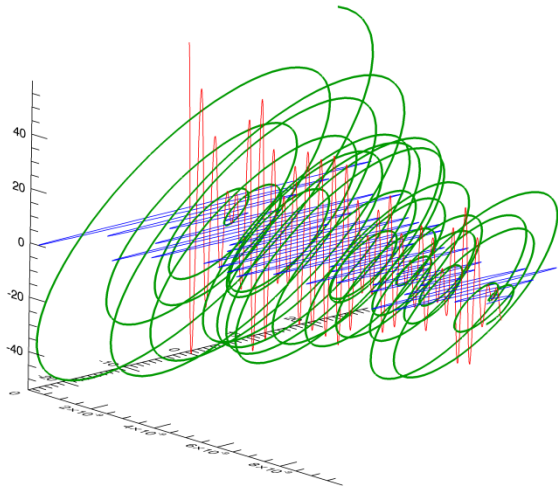


Fig. 10. Representación en 3D de una señal con polarización elíptica.

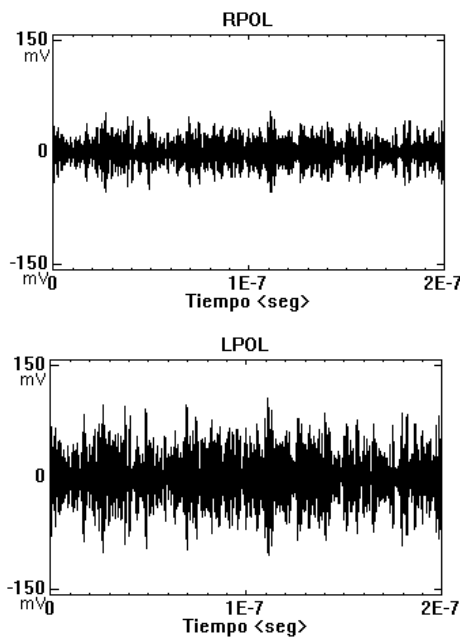


Figura 11. Respuesta del retardador de fase a la entrada de una señal con polarización elíptica.

La Fig. 13 muestra en el panel superior izquierdo, el parámetro S_{12} de transmisión entre el puerto 1 y 2 (curva en azul) y entre el puerto 1 y 3 (curva en rojo), las cuales se mantienen por arriba de los -4 dBm en la banda de operación de 2 a 3 GHz. En el panel superior derecho la respuesta del parámetro S_{12} entre la entrada y el puerto aislado. En el panel inferior se observa la diferencia de fase entre las salidas con desfase de 90°

manteniéndose constante a lo largo de la banda de operación. Resultados similares se obtuvieron para el acoplador híbrido 2.

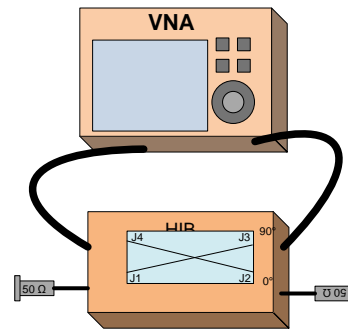


Fig. 12. Conexión del acoplador híbrido y el analizador de redes vectoriales, VNA (Vector Network Analyzer) para la medición de los parámetros de dispersión S.

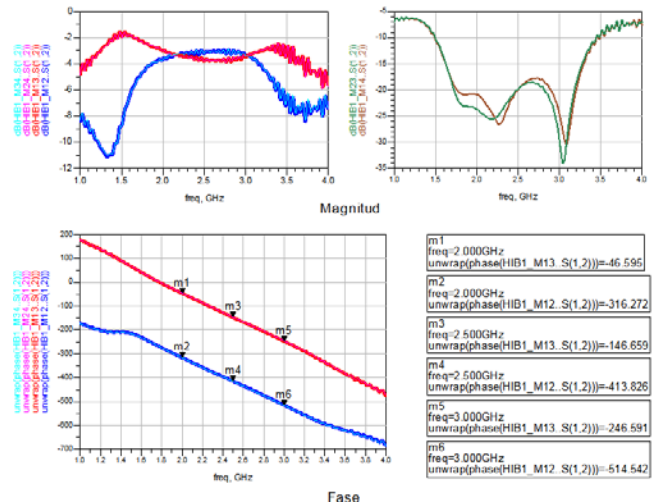


Fig. 13. Mediciones de los parámetros S del acoplador híbrido 1 con el VNA Agilent Technologies® modelo E8361A del laboratorio de Microondas del INAOE y graficadas usando el programa ADS2009.

Dado que es crítico que los acopladores híbrido tengan respuestas idénticas en magnitud, pero sobre todo en fase, se comparó la respuesta de las diferentes salidas para minimizar el error en fase.

De la Fig. 14, el panel izquierdo corresponde al acoplador híbrido 1 y el derecho al acoplador híbrido 2. La curva en azul denota la diferencia de fase entre los puertos 1 y 2, la curva en rojo denota la diferencia de fase entre los puertos 3 y 4. A partir del análisis para el acoplador híbrido 1 (HIB1), se encontró que cuando la entrada de

señal es el puerto 4, la salida en el puerto 2 está desfasada -90° con una variación máxima de fase de 2.48 % con respecto a la salida en el puerto 3, para la banda de 2 a 3 GHz. Cuando la entrada de señal es por el puerto 2 del HIB1, la salida en el puerto 3 tiene una variación de fase máxima de 3.15 % del ángulo de fase de -90° medido respecto a la salida del puerto 2. De la misma forma, para el acoplador híbrido 2 (HIB2), la variación máxima de fase en el primer caso es de 2.82 % y 5.50 % cuando la entrada de señal es el puerto 1.

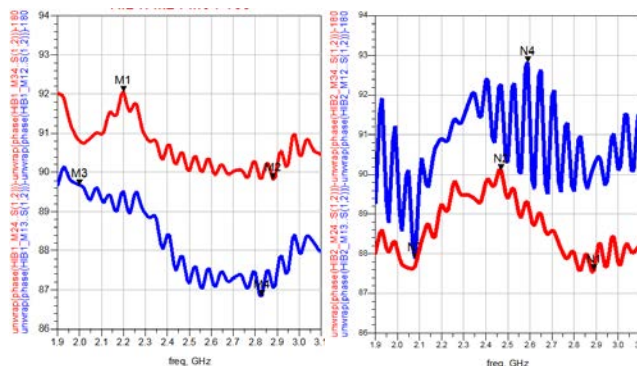


Fig. 14. Análisis de los corrimientos de fase de los acopladores híbrido.

Estas mediciones permitieron seleccionar los puertos a utilizar de los acopladores híbrido que tuvieran la menor variación en fase a lo largo de la banda de 2 a 3 GHz.

Por otra parte, los combinadores presentan un comportamiento simétrico en fase entre sus puertos de entrada y salida y no alteran la suma analógica de las señales. Durante las etapas anteriores del espectropolarímetro y hasta los combinadores, es esencial conocer los cambios en fase que introduce cada etapa. A la salida de los mezcladores obtenemos las polarizaciones circulares y en adelante se puede desprestigiar los cambios de fase que introduzcan los elementos del receptor. Finalmente la señal es amplificada y enviada a un mezclador.

Se realizaron mediciones en el laboratorio de Microondas del INAOE para la caracterización del instrumento en su conjunto. En la Fig. 15 se muestra la señal de salida el EP para una entrada de señal con fase relativa entre los canales de 0° (panel superior) y para una entrada de señal con

fase relativa de 180° (panel inferior). La línea azul representa el espectro de potencias de la LCP. La línea roja representa la potencia de la RCP. El espectro obtenido está de acuerdo a las ecuaciones de la Tabla 1 en donde se espera que para señales de entrada con diferencia de fase de 0° o 180° , las amplitudes correspondientes a las salidas de polarización circular sean iguales. Las mediciones para 90° y 270° aunque se realizaron, fueron descartadas debido a problemas con el ajuste correcto de la diferencia de fase en las señales de entrada al receptor.

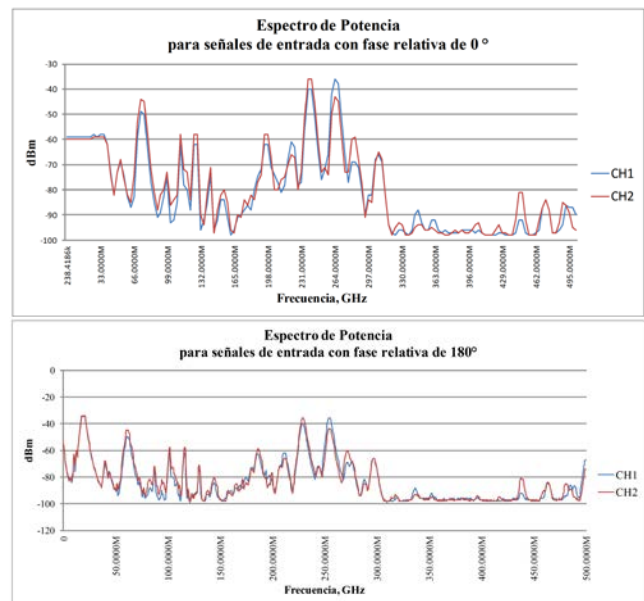


Fig. 15. Mediciones de los canales de salida EP.

V. Discusión

El radiotelescopio de Medicina, Italia [1] proporciona el contexto para entender la motivación del diseño del espectropolarímetro y del retardador de fase reportado en [5]. Los detectores que usa son antenas especialmente diseñadas para esa función y son sensibles solo a un sentido de polarización, por lo que se requieren dos antenas de polarización circular para detectar ambas componentes, circular izquierda y circular derecha. Así mismo, el reducido ancho de banda de los detectores, conlleva a la utilización de múltiples alimentadores individuales con detectores de polarización circular en diferentes frecuencias del espectro. Esto lleva a la necesidad de utilizar una técnica de observación conocida por su término

en inglés *frequency agility* que consiste en ajustar mecánicamente el punto focal del espejo secundario de la antena parabólica en cada uno de los alimentadores, limitando la resolución temporal a intervalos de minutos si se quiere observar en toda la banda disponible.

Por otro lado, el espectrómetro SBRS resuelve los inconvenientes del radiotelescopio de Medicina, alcanzando una buena resolución espectral y una excelente resolución temporal. No obstante el SBRS requiere de una infraestructura considerable y costosa.

El espectropolarímetro diseñado y construido en el INAOE, es una propuesta que permite resolver los inconvenientes que presenta el radio telescopio de Medicina, con una infraestructura sencilla, a un costo accesible y que permite alcanzar una muy buena resolución espectral y temporal. El diseño es además modular, lo que le permite ir aumentando el ancho de banda del sistema total agregando módulos con un diseño similar al primero, pero ajustado a frecuencias más altas. El diseño final del EP abarca una banda de operación desde los 2 hasta los 12 GHz.

El retardador de fase es la etapa crítica para el EP. Su aplicación permite que el receptor obtenga la información de la polarización circular, izquierda o derecha, del frente de onda proveniente del Sol. Los detectores del alimentador son dos antenas Vivaldi gemelas, en una configuración ortogonal. Los detectores captan la polarización lineal, vertical y horizontal. A partir de éstas componentes, el retardador de fase obtiene la información de las componentes de polarización circular.

En las etapas del EP entre el alimentador y el retardador de fase es crítico conservar la información relativa de la fase entre los canales de polarización lineal vertical y horizontal. A partir de la señal entregada por el retardador de fase, la información relativa a la polarización circular izquierda y derecha se conserva en la amplitud de la señal por unidad de frecuencia en cada canal. De ésta manera la información se vuelve inmune a la respuesta no lineal del resto de los componentes del receptor. Sin embargo

para conservar lo mejor posible la simetría del sistema se realizó la caracterización de los mezcladores [9].

Se realizaron pruebas preliminares en el laboratorio de microondas del INAOE de la respuesta del receptor a señales de entrada con diferencias de fase de 0° y 90° . Las señales de salida cumplen con las respuestas esperadas para éstas condiciones de entrada (ver Fig. 15). Las mediciones para 90° y 270° se realizaron pero no resultaron satisfactorias debido a errores en el ajuste de la diferencia de fase entre las señales de entrada. Así mismo debido a la complejidad del sistema se encontraron errores de acoplamiento en la etapa de multiplexaje analógico y ruido de intermodulación en la etapa de mezclado.

VI. Conclusiones

El diseño y construcción del EP significó un trabajo arduo de más de 1 año, iniciando desde la idea conceptual del receptor y su objetivo, la investigación teórica y simulaciones por computadora de la mayoría de los componentes utilizados. Pasando por la selección y evaluación de los componentes de microondas disponibles en el mercado, diseño y construcción de la electrónica de soporte, tales como fuentes de voltaje de referencia y alimentación, sistema de control mediante microcontrolador, programación en lenguaje C del sistema de adquisición de datos y la interfaz humano-máquina. También se diseñó y construyó las antenas Vivaldi de banda ancha y su soporte mecánico, así como los soportes y gabinetes metálicos que contienen al receptor.

Pese a todo el trabajo realizado en el EP, se tuvo especial cuidado con la etapa del retardador de fase, ya que éste definió la arquitectura del receptor, permitiendo que se alcancen los objetivos del proyecto.

El EP es un primer prototipo, aunque funcional, aun requiere de una etapa de ajuste fino que permita la operación completa de acuerdo al diseño. Actualmente está en ejecución un proyecto de tesis de licenciatura para el diseño y construcción de un amplificador de microondas

de banda ultra ancha y bajo ruido que permitirá mejorar la relación señal a ruido del sistema. Así mismo, está en rediseño el sistema de multiplexado electrónico analógico de banda ancha. En trabajo a futuro se tiene pendiente el diseño y construcción de filtros para evitar el ruido de intermodulación en la etapa de mezclado.

Finalmente, la aplicación de la electrónica de microondas en la radioastronomía permite ampliar el estudio de los objetos celestes en ésta región del espectro y el uso de componentes comerciales de alta calidad reduce los costos en la instrumentación.

VII. Referencias

- [1] J. D. Kraus, Radio Astronomy. 2 ed. 1986. Cygnus-Quasar Books. Durham, USA. Pag. 8.29 – 8.34.
- [2] M. Bergano, F. Fernandes, et. al, “C-Band polarimetry using a full digital correlator.” URSI2007. XXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio. 19 – 21 de Septiembre, año 2007. Pág. 113. Universidad de la Laguna, España.
- [3] E. Cenacchi, A. Orfei, K. Mack, G. Maccaferri. “Medicina Users Manual”. 1ª versión. 2006. Medicina, Italia.
- [4] Q. Fu, H. Ji, et. al. “A new solar broadband radio spectrometer (SBRS) in China”. Solar Physics. No. 222. Año 2004. Pag. 167 – 175.
- [5] J. S. Palacios Fonseca. Tesis: Espectropolarímetro de banda ancha de 2 a 3 GHz. 2012. INAOE. Tonantzintla, Puebla.
- [6] T. L. Wilson, K. Rohlf, S. Hüttemeister, Tools of Radio Astronomy. 5 ed. 2009. Springer. Berlin. Pag. 39.
- [7] D. M. Pozar, Microwave Engineering. 4th ed. 2012. Wiley. USA. Pag. 343 - 347
- [8] P. J. Gibson, “The Vivaldi aerial”. Conference Proceedings: Microwave

Conference 9th European, IEEE. 17 – 19 September 1979. Pag. 101 – 105.

- [9] E. Sanchez, J. S. Palacios. “Medición de la fase relativa entre las señales a la salida de dos mezcladores en el rango de microondas para aplicaciones de radio astronomía”. Memorias del Congreso de Instrumentación SOMIXXVII, ISBN 978-607-02-4363-9. 2012. Culiacán, Sinaloa.

VIII. Autores

M. en C. Juan Salvador Palacios Fonseca es originario de la ciudad de Tepic, Nayarit y realizó sus estudios en la Carrera de Ingeniería en Electrónica de la Universidad Autónoma de Nayarit. La Maestría en Ciencias con la especialidad en Astrofísica la realizó en el Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica, en Sta. Maria Tonantzintla, Puebla.

Dr. José Eduardo Mendoza Torres es originario de Puebla, estudió Física en la Facultad de Físico-Matemáticas de la Universidad Autónoma de Puebla y el Doctorado en Astrofísica y Radioastronomía en el Observatorio Astrofísico Especial, de la Academia de Ciencias de Rusia, en San Petersburgo, Rusia.

Fuente de Luz con Leds para Videoqueratómetro

Juan Ricardo Damián Zamacona, José Rufino Díaz Uribe, Amilcar Javier Estrada Molina

Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico, Circuito Exterior S/N, C.P. 04510, A.P.70-186,
Universidad Nacional Autónoma de México, D.F., México. 56228602,56228651/1117,
ricardo.damian@ccadet.unam.mx, rufino.diaz.@ccadet.unam.mx, amilcar.estrada@ccadet.unam.mx.

Resumen

El presente trabajo muestra los resultados obtenidos hasta el momento, del diseño y construcción de una fuente de luz que es utilizada en el nuevo diseño de un videoqueratómetro de campo plano (VQCP) desarrollado en el CCADET; para aplicación en niños con problemas visuales. Como se puede ver a lo largo del trabajo, la fuente de luz primaria, utiliza leds de alta potencia para lograr una iluminación uniforme sobre la superficie de una pantalla de referencia, esta a su vez es la encargada de proyectar un patrón de manchas sobre la córnea. De esta forma, se podrá estudiar la curvatura de la misma.

Palabras Clave: Fuente de luz, Led, Videoqueratómetro.

I. Introducción

Una de las formas empleada para la toma de imágenes topográficas de la córnea en un paciente, es aquella en la que se necesita iluminar el ojo de forma homogénea con una fuente de luz, de esta manera, se puede proyectar sobre la córnea un patrón de manchas que sirve como referencia [1]. Una vez logrado esto, es posible tomar una fotografía de la misma mediante una cámara de alta resolución de tal forma que se puedan capturar los detalles de su curvatura (topografía corneal computarizada). Posteriormente, esta imagen es procesada mediante un software adecuado para su estudio y presentación de resultados. Se ha visto que cuando la iluminación del ojo no es la adecuada, el análisis de los datos capturados por la cámara presenta muchos problemas.

II. Desarrollo

El primer prototipo portátil del videoqueratómetro de campo plano (VQCP) desarrollado en el CCADET de la UNAM, está integrado principalmente por una cámara digital (CCD) para tomar fotografías de la córnea, un patrón de manchas empleado como referencia y en sustitución del conocido disco de plácido, además tiene una fuente de luz que ilumina el ojo

a través del patrón de manchas, con la finalidad de proyectarlas sobre la superficie de la córnea la cual actúa a manera de espejo. En la (figura 1), se puede apreciar la forma en la que estos elementos se ensamblan para poder tomar las fotografías de la córnea.

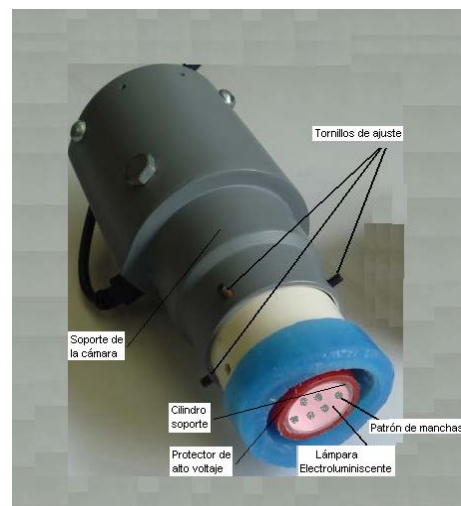


Fig. 1. Primer prototipo portátil del (VQCP).

Como se puede apreciar en la (figura 1), la fuente de luz cuenta con un protector de alto voltaje (en color rojo) esto debido a que la lámpara electroluminiscente empleada, funciona con un voltaje elevado de 200 VAC.

A lo largo de las pruebas que se le practicaron al prototipo, se pudo notar que el alto voltaje era muy riesgoso para el paciente, dado que por la forma en la que se tiene que colocar el equipo, (ver figura 2), la persona en estudio queda muy expuesta a las descargas eléctricas.



Fig. 2. Forma de colocar el prototipo en el paciente.

Se puede apreciar en la (figura 2), que el ojo de los pacientes debe de colocarse lo más cercanamente posible al cilindro, el cual contiene la lámpara electroluminiscente. Para de esta forma, poder realizar la toma correcta de la fotografía corneal, de otra manera, los resultados obtenidos no son correctos.

La (figura 3), muestra un esquema de la forma en la que la imagen de la córnea es capturada por la cámara CCD.

Se puede ver en esta (figura 3), que el ojo prácticamente queda por dentro del cilindro que soporta el patrón de manchas, para así poder lograr una imagen correcta. Lo cual expone al paciente a que en cierto momento pueda tocar con los parpados los bordes de la lámpara electroluminiscente y por consiguiente, tener una descarga eléctrica.

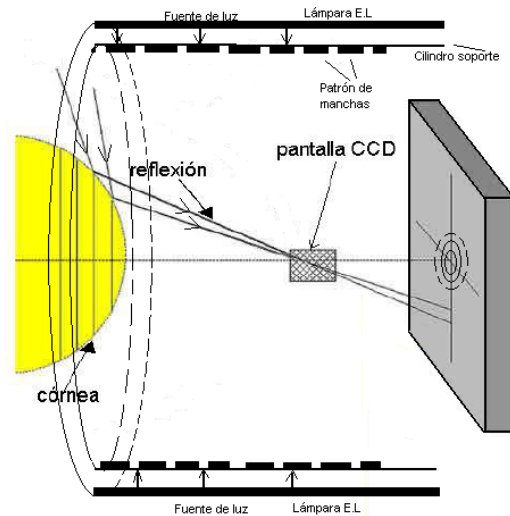


Fig. 3. Acercamiento de la córnea al cilindro soporte, para una toma adecuada de la imagen con la cámara.

II.1. Ventajas y desventajas de la lámpara electroluminiscente

Como se mencionó en el párrafo anterior, la fuente de luz del prototipo original, está integrada principalmente por una lámpara electroluminiscente, la cual necesita para su funcionamiento de un voltaje de 220 VAC. Este voltaje, es generado a partir de una fuente de corriente directa de 12VDC mediante el uso de un inversor.

El sistema de iluminación mencionado, tiene muchas ventajas, las cuales fueron consideradas para su selección en el primer prototipo. Entre estas ventajas se pueden mencionar las siguientes:

Luz bien distribuida y homogénea, luz blanca, la lámpara electroluminiscente (lámpara E.L.) se amolda perfectamente a todo el cilindro soporte, esto gracias a su flexibilidad, el calentamiento es mínimo, el tamaño de la lámpara se puede ajustar o se puede solicitar al fabricante el tamaño exacto para cubrir toda la superficie. La (figura 4), muestra un esquema de un croquis solicitado por un fabricante para la construcción de una lámpara.

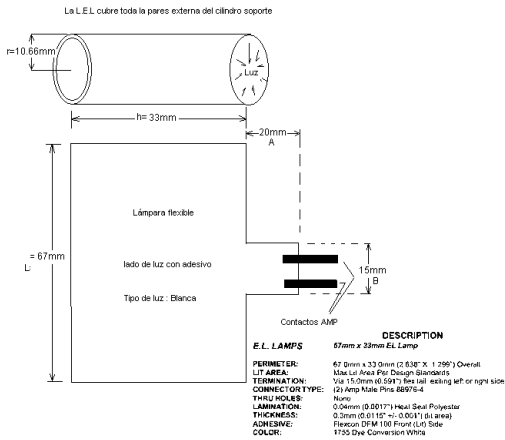


Fig. 4. Dimensiones y características importantes al solicitar una lámpara E.L.

Entre las desventajas más importantes y que obligaron a buscar otras alternativas de iluminación son las siguientes:

Como se mencionó previamente, para el funcionamiento de este tipo de lámparas, se requiere de alto voltaje (200VAC) lo cual es muy riesgoso para el paciente, la unión de los bordes no es exacta, por lo que se genera una discontinuidad en la iluminación, lo cual provoca imágenes difíciles de procesar. Este hecho se puede apreciar en la (figura 5). En esta imagen se puede observar la sombra que se presenta a lo largo de la juntura de la lámpara E.L.

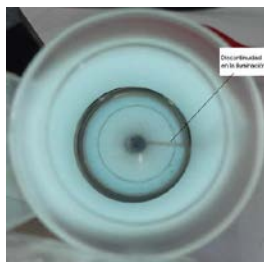


Fig. 5. Discontinuidad que se presenta con el uso de lámpara E.L.

Para la toma de la imagen de la (figura 5), se empleó un esfera de prueba, a manera de reflector y colocada en el fondo del cilindro, como sustituto de la cornea real.

Otra de las desventajas importantes, de las lámparas electroluminiscentes, es que son difíciles de conseguir en el mercado nacional, por lo que es necesario solicitarlas al extranjero bajo pedido, resultando muy alto el costo en el caso de que estas tengan que sustituirse, ya sea por daño o por cambios en el diseño. Esto último, se podría presentar si se quisieran cambiar las dimensiones del cilindro por cuestiones de aplicación.

II.2. Alternativas de solución

Para poder sustituir las lámparas E.L, se buscaron algunas alternativas, tales como lámparas a base de leds comerciales [2], encontrándose algunas flexibles como la mostrada en la (figura 6), pero que al momento de tratar de obtenerlas, se comprobó que aún están en proceso de desarrollo.

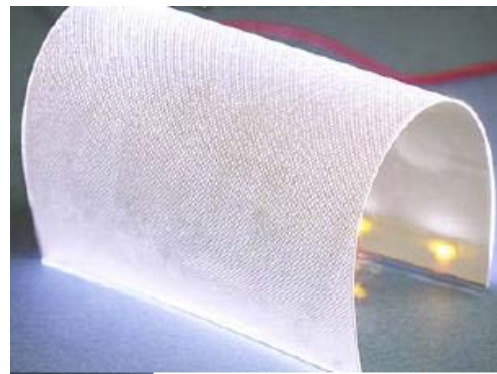


Fig. 6. Lámpara de leds flexible comercial en proceso de desarrollo.

Otra alternativa fue el uso de las lámparas de filamento.

Se sabe que este tipo de lámparas incandescentes se calientan mucho y el color de emisión también es difícil de controlar.

La otra alternativa, y que se vio más viable, fue el empleo de leds individuales, que se pudieran conseguir fácilmente en el mercado nacional.

El hecho anterior, obligo a diseñar y construir una lámpara propia, que se ajustara a las necesidades del proyecto. Los resultados obtenidos son motivo de este trabajo y se presentan en los siguientes apartados.

II.3. Leds empleados en las pruebas

La razón por la que se eligieron leds, es porque como se sabe, una fuente de luz basada en ellos es más eficiente que una incandescente, esto quiere decir que, un alto porcentaje de la potencia eléctrica suministrada al dispositivo en cuestión, se transforma en mayor medida en luz, lo cual es nuestra finalidad y no en calor. Este último tiene que desperdiciarse por ser un efecto secundario.

En la actualidad, existen una infinidad de tipos de leds [3], entre estos podemos encontrar unos muy especiales, que se conocen como leds de potencia y que se emplean para luminarias, por lo que se realizaron pruebas con diferentes arreglos, hasta lograr un modelo que desde nuestro punto de vista dio los mejores resultados.

En la (figura 7), se muestran dos tipos de leds empleados para la realización de pruebas preliminares, estos sirvieron en la construcción de la lámpara construida.



Fig. 7. Dos tipos de leds empleados en las pruebas.

Las características electro-ópticas de cada uno de ellos se presentan en la (tabla 1) mostrada [4].

P6W420-120/46			
Parámetro	Corriente de prueba	Valor Típico	Unidades
Temperatura de color	700mA	5700	K
Flujo luminoso	700mA	449	LM
Intensidad luminosa	400mA	160	mCd
Angulo de emisión	700mA	110	Grados
VF	700mA	10	V
IF	700		mA
PD	6		W
Color	blanco		

P3W200-120/41			
Parámetro		Valor	Unidades
Color		blanco	
Temperatura de color		5000-7000	K
Voltaje de operación Max.		3.8	V
Potencia		3	W
Flujo luminoso Max.		200	Lm
Angulo de apertura		120	Grados
Corriente nominal		750	mA
Temperatura de operación		60	°C

Tabla 1. Características electro-ópticas de dos tipos de los leds empleados en las pruebas.

Para los dos tipos de led mostrados anteriormente, se tienen en cierto modo, fuentes de luz puntuales, ya que el ángulo de apertura es limitado, es por esta razón que si se dirigen directamente hacia el cilindro soporte se tienen partes muy iluminadas y partes poco iluminadas. Es por ello que se buscó la manera de “envolver” con la luz generada por cada uno de los leds, toda la superficie a iluminar, de esta manera, se buscó lograr que la luz que incide sobre el cilindro fuera continua y homogénea. El arreglo óptico con el que se obtuvieron mejores resultados fue mediante el empleo del led-P3W200-120/41. Es por esto que en adelante, solamente se presentarán sus resultados.

II.4. Dispensor-Difusor de Luz

Lo primero que se buscó fue la generación de una infinidad de puntos emisores a partir solamente dos leds, mediante el uso de una superficie reflejante rugosa de aluminio como se muestra en la (figura 8).



Fig. 8. Dispensor de luz integrado por una superficie reflejante corrugada.

Posteriormente, se busco un material que homogenizara la luz emitida por todos esos puntos emisores de luz[5], de tal forma que se tuviera la misma intensidad luminosa a lo largo de todo el cilindro soporte para de esta forma poder tomar las imágenes adecuadas para el estudio de la córnea. El arreglo óptico empleado se muestra en la (figura 9).

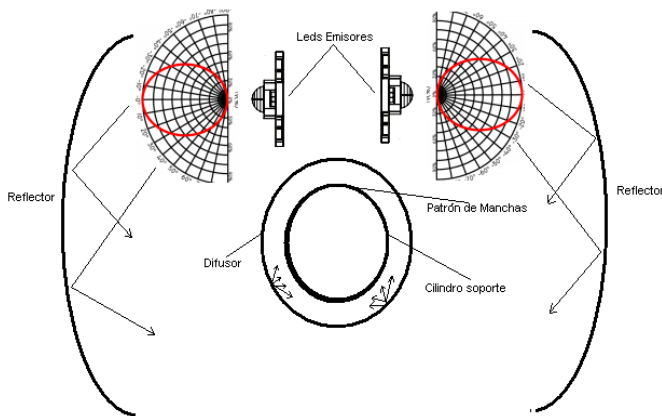


Fig. 9. Arreglo óptico empleado para iluminar la córnea.

Dado que la intensidad luminosa a plena potencia generada por los leds está sobrada, se trabajaron a baja intensidad para de esta manera no saturar el CCD. De esta manera, se trabajaron a una intensidad de corriente máxima de 30ma para una iluminación óptima. Con esto, se disminuyó el calentamiento por lo que no fue necesario el uso de un disipador de calor adicional, lo cual haría más voluminoso el diseño.

II.5. Fuente de corriente

Para alimentar los leds, fue necesario construir una fuente de corriente constante, de tal manera que la intensidad luminosa no estuviera variando debido a fluctuaciones en el voltaje de alimentación. Originalmente se pensó, en una

fuentes de corriente a base de transistores, como las típicas fuentes en espejo, pero como se sabe, en estas fuentes la corriente de salida depende en gran medida del voltaje de alimentación[6,7], es por esto que para hacer la fuente más versátil finalmente se optó por utilizar un circuito integrado que se alimentara con una entrada de voltaje de entre 12 y 30 V, dependiendo de la disponibilidad, y que pudiera proporcionar a su salida una corriente de entre 15 y 30 mA ajustable, de tal forma que la intensidad luminosa se pudiera variar dependiendo de los requerimientos de la cámara. Esto con la finalidad de lograr las imágenes más nítidas posibles.

El circuito empleado fue un típico LM317 el cual es un regulador de voltaje variable, pero en este caso se utilizó como fuente de corriente ajustable [8].

En la (figura 10), se muestra el esquema empleado para la fuente de corriente utilizada en el diseño.

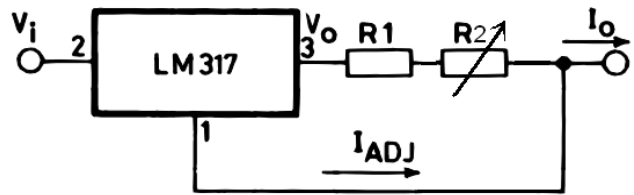


Fig. 10. Circuito empleado para el control de corriente.

La corriente de salida se calculó de acuerdo a la ecuación (1). Como se puede ver, esta corriente se puede variar con el potenciómetro marcado como R2.

$$I_o = \frac{V_{Ref}}{(R_1 + R_2)} + I_{Adj} \approx \frac{1.25V}{(R_1 + R_2)} \quad (1)$$

De esta forma, si se desea una corriente máxima de 30 mA, R1 que es fija, debe ser de

aproximadamente 39 ohms ,considerando que R2 se ajusta a cero ohms. Si por otro lado, se desea reducir la corriente a 15 mA, para de esta forma disminuir la intensidad luminosa,pero sin llegar al punto en que se apaguen los leds, el valor de R2 debe de ajustarse a 44 ohms aproximadamente. Dado que este último hecho no es relevante en este diseño, se colocó un potenciómetro de 1K Ω en el lugar de R2 para el control de iluminación.

La variación en el voltaje de entrada para el que se probó el circuito planteado anteriormente, de tal forma que la corriente de salida permaneció fija y en el valor seleccionado con el potenciómetro, fue de entre 12 y 30 V, con lo cual y como se puede ver, se tiene un amplio margen en la selección del suministro de alimentación.

III. Resultados

El patrón de iluminación obtenido con el arreglo propuesta base de leds se muestra en la (figura 11). Como se puede apreciar en esta figura, la discontinuidad que se presentaba anteriormente y que fue mostrada en la (figura 5), se perdió por completo, logrando con el nuevo arreglo óptico, una distribución de luz más uniforme a lo largo del cilindro soporte.

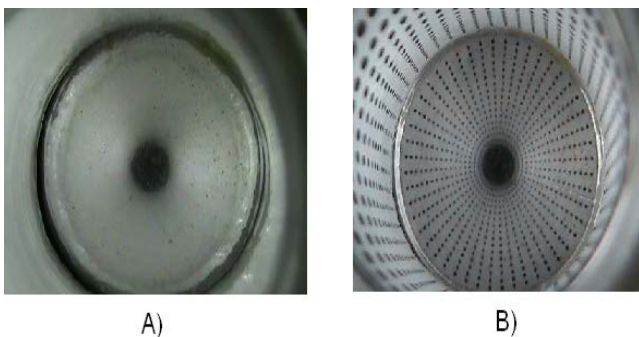


Fig. 11. A) Patrón de luz obtenido con una esfera de prueba como reflejante y sin patrón de manchas. B) imagen reflejada en la misma esfera de prueba con patrón de manchas incluido.

En la (figura 12), se puede apreciar una imagen tomada de una córnea real, en la cual se puede

observar la proyección del patrón de manchas sobre su superficie, para esta toma, se utilizó la misma iluminación, empleada para la toma de la (figura 11), en la que se utilizó la esfera de prueba en sustitución de la córnea.

La imagen mostrada en la misma (figura 12), finalmente será capturada por la cámara y procesada mediante un software especial para el estudio de la curvatura de la córnea.

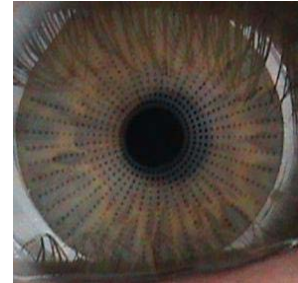


Fig. 12. Patrón de manchas reflejado en una córnea real e iluminado con la lámpara de leds

La (figura 13) muestra una imagen de la lámpara en funcionamiento y vista desde la cavidad en la que se alojará la cámara CCD.



Fig. 13. Lámpara vista desde el interior del alojamiento de la cámara.

IV. Discusión

Los resultados obtenidos con esta nueva propuesta de iluminación, en principio son aceptables, restaría realizar las pruebas finales con una esfera de calibración comercial. Con esta esfera, se realizaría un estudio de iluminación sobre su superficie, y con el software de análisis se podrán detectar la presencia o en su caso, la ausencia de sombras.

V. Conclusiones

Los resultados obtenidos con este proyecto pueden servir de base para futuras mejoras al videoqueratómetro de campo plano desarrollado en el CCADET de la UNAM. En principio, las imágenes tomadas de una córnea real mejoraron substancialmente, por lo que se espera lograr mejores resultados al momento de su procesamiento, para esto, es necesario el uso del software que se ha venido empleando para el análisis de imágenes.

VI. Referencias

- [1] N. Bernal, A. Arias, L. Ortega, J. Cuevas, Topografía corneal mediante disco de plácido en la detección del queratocono en edad pediátrica, Revista Mexicana de oftalmología, 2012, Vol.86, Núm.4, pp.204-212.
- [2] Led and LCD Desing Guide, Lumex, USA, 2008.
- [3] Steven C. Allen, Andrew J. Steckla, A nearly ideal phosphor-converted white light-emitting diode, Applied Physics Letters, 92, 143309 (2008), doi: 10.1063/1.2901378.
- [4] Catalogo, <http://www.agelectronica.com/inicio.htm>, Junio 2013.
- [5] Página electrónica, http://www.rosco brasil.com.br/americasul/america/html/technotes2/filtros/technote_3fv.html, Mayo 2013.
- [6] P. Horowitz, W. Hill, The Art of Electronics. 2nd Edition. Cambridge University Press. 1989.
- [7] S. Soclof, Design and applications of analog integrated circuits, 1991, Prentice-hall, New Jersey, 137-167.

- [8] Manual de Referencia, ST, USA, 2013.

VII. Autores

M. en I. Juan Ricardo Damián Zamacona Obtuvo su título de Maestría en Ingeniería eléctrica con especialidad en sistemas electrónicos en la UNAM. Su área de especialidad es la Instrumentación, actualmente labora en el Laboratorio de Electrónica del Departamento de Instrumentación y Medición del CCADET.

Dr. José Rufino Díaz Uribe El Dr. Rufino Díaz Uribe estudió la Licenciatura, la Maestría y el Doctorado en Física en la Facultad de Ciencias de la UNAM. Su área de especialidad es la Óptica. Actualmente es Investigador Titular C en el Departamento de Óptica y Microondas del Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico de la UNAM.

Amilcar Javier Estrada Molina Estudiante de doctorado, actualmente está desarrollando su tesis doctoral en Física Médica en el Laboratorio de Óptica del Departamento de Óptica y Microondas del CCADET.

Comentarios finales:

Reconocimientos

Un agradecimiento especial a la DGAPA y al programa PAPIIT por su apoyo para la realización de este trabajo, el cual forma parte de un proyecto PAPIIT (IT101912) titulado "Métodos ópticos para la evaluación de superficies esféricas".

Design of Pulse Oximeter Controlled by a Microcontroller

Víctor Jalil Ochoa Gutiérrez, Luisa de la Paz Solano Silva

Unidad Profesional Interdisciplinaria de Ingeniería y Ciencias Sociales y Administrativas-IPN, Av. Té #950
Esquina Resina, Col. Granjas México, C.P. 08400, Del. Iztacalco, Distrito Federal, México.
vochoag@ipn.mx, luisa.solano@idevelopers.com.mx.

Abstract

Heart is one of the most important parts in human body. Thus, it is important to follow-up and monitor its condition. Heart Rate (HR) and blood oxygen saturation (SpO₂) are important indicators directly related to heart-pulmonary system. Monitoring of HR and SpO₂ gives us a good indication of heart functionality. Therefore, it is crucial to design and develop a device for measuring HR and SpO₂ controlled by a microcontroller. Pulse Oximeter (PO) is an opto-electronic non-invasive medical instrument capable of measuring the changes in HR and SpO₂ at the finger tip, with the most important capability to work with a microcontroller and LCD display. In this paper, we will introduce the process involved in the development of a portable (PO) system which can be used for health condition monitoring.

Keywords: Pulse Oximetry, Optical Sensor, Heart Rate level, Microcontroller 18F4550.

I. Introduction

Oxygen is vital to the functioning of each cell in the human body. Without oxygen for a prolonged amount of time, cells will die. Thus, oxygen delivery to cells is an important indicator of a patient's health. Several methods have been developed to analyze oxygen delivery. Pulse oximetry is a common, noninvasive method used in clinical environments [1].

Oxygen is transported through the circulatory system. Deoxygenated blood enters the heart where it is pumped to the lungs to be oxygenated. In the oxygenation process, blood passes through the pulmonary alveoli where gas exchange (diffusion) occurs (Figure 1). Carbon dioxide (CO₂) is released and the blood is oxygenated, afterwards the blood is pumped back to the aorta [2].

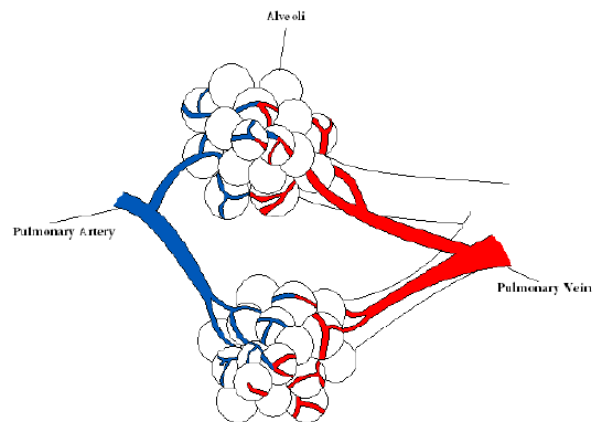


Fig. 1. Red blood cells.

Blood red cells contain a protein called hemoglobin. When oxygen reacts with this protein, it gets attached to it and generates Oxyhemoglobin (HbO₂). Red cells with oxygenated hemoglobin circulate in the blood through the whole body, irrigating tissues. When blood gets in contact with a cell, the red cell's hemoglobin releases oxygen and becomes Deoxyhemoglobin (Hb) (deoxygenated hemoglobin) [2].

Pulse oximetry is the non-invasive measurement of the oxygen saturation (SpO₂). And pulse oximetry systems are based on two principles related to the characteristic of blood flow rate in the context of the oxy-hemoglobin and deoxy-hemoglobin status. Both oxy-hemoglobin and deoxy-hemoglobin are different in their absorption of red and infrared light, and because the volume of the arterial blood in tissue changes as the pulse changes. With each heartbeat, the volume of the arteries becomes larger before the blood enters the capillaries. This change makes possible for the oximetry system to differentiate the arterial blood from all other absorbing substances [3]. Usually, in a pulse oximeter, two lights with different wavelengths are transmitted through the tissue [3]. Since both oxygenated and deoxygenated hemoglobin have different absorbance and reflectance properties, two different light sources are used. Oxygenated hemoglobin has the highest absorbance in the infrared band (850nm-1000nm), while deoxygenated hemoglobin (Hb) has a high absorbance in the red band (660 nm to 750 nm). This is the reason why pulse oximeters use 940 nm infrared and 660 nm red light emitting diodes [3]. Figure 2 shows the absorption levels of oxygenated and deoxygenated blood at different wavelengths.

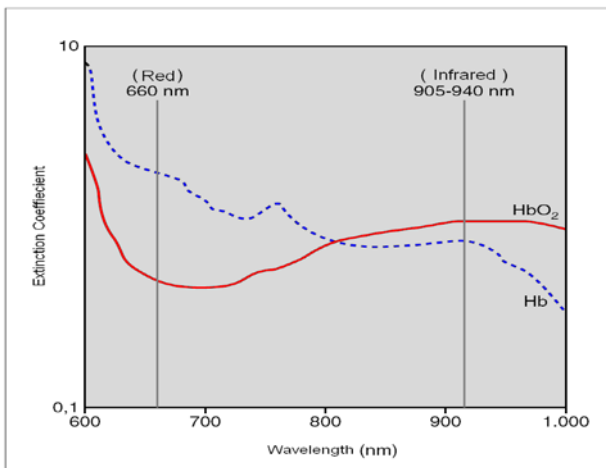


Fig. 2. The absorption levels of oxygenated and deoxygenated blood at different wavelengths.

When light is emitted into the body tissue, some light will be absorbed by the skin, bones and muscle tissue. This represents the static direct current (DC) component of the signal received at the photo detector receiver. The pulsatile flow in arteries and arterioles during diastole and systole will create some variation in light intensity. This will produce the alternating current (AC) part of the signal. The AC component includes the absorption from the non-pulsing arterial blood, the venous and capillary blood and the scattering and absorption due to the tissue and bone. [4] At this point the absorption that occurs is known as the Beer-Lambert Law. And a photodetector in the sensor perceives the non-absorbed light from the LEDs.

The DC components are always constant and rest on one another. Only the AC component is the pulsatile waveform that is of interest as it represents the pulsing of the blood in the arteries and each individual pulse can be seen. Both AC and DC components are shown in Figure 3 [5]

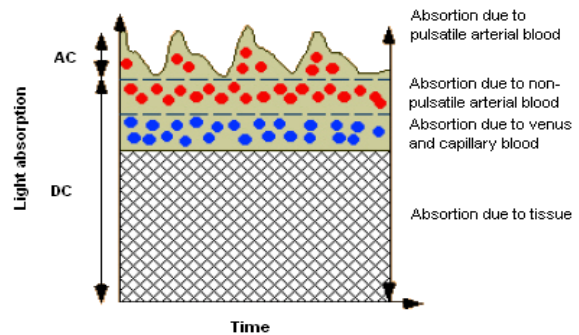


Fig. 3. Light absorption through living tissue.

II. Develop

The pulse oximeter analyzes the light absorption of two wavelengths from the pulsatile-added volume of oxygenated arterial blood (AC_{red} light/ $DC_{infrared}$ light) and calculates the absorption ratio "R" using the following equation 1.

$$R = \frac{AC_{660}/DC_{660}}{AC_{940}/DC_{940}} \tag{1}$$

SpO₂ is taken out from a table stored on the memory calculated with empirical formulas. A ratio of 1 represents a SpO₂ of 85 %, a ratio of 0.4 represents SpO₂ of 100 %, and a ratio of 3.4 represents SpO₂ of 0 %. For more reliability, the table must be based on experimental measurements of healthy patients.

Another way to calculate SpO₂ is taking the AC component only of the signal and determine its ratio by using the following equation 2. SpO₂ is the value of "R" X 100.

$$R = \frac{\text{Log}_{10}/(I_{AC_{660}})}{\text{Log}_{10}/(I_{AC_{940}})} \times 100 \tag{2}$$

I_{ac} = Light intensity at 1 (660 nm) or 2 (940 nm), where only the AC level is present.

R=absorption ratio of light.

The system will consist of four parts; a sensor, amplifier, microcontroller 18F4550 and LCD display, as shown in Figure 4.

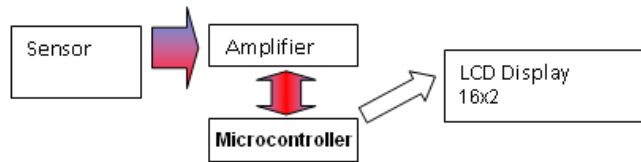


Fig. 4. Block diagram showing the flow of operation for the Pulse Oxymetry System.

The Pulse Oxymeter is actually completed, now we are going to describe the architecture of the device.

II.I Sensor of Pulse Oximetry

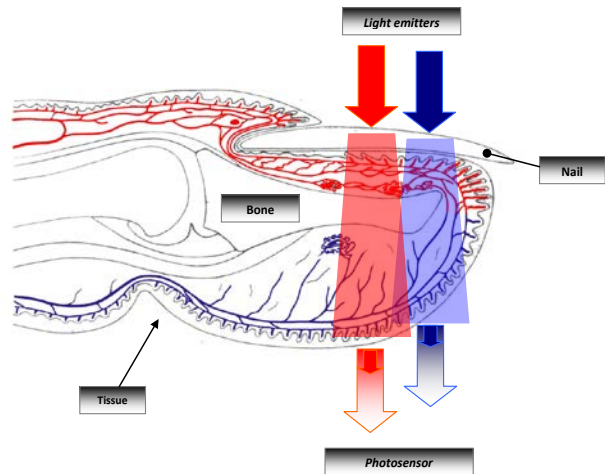


Fig. 5. Sensor orientation for light transmittance in the designed pulse oximeter.

The designed Pulse Oximeter system will consist of a probe (sensor); the sensing probe consists of two LEDs, and a photo-detector. The two LEDs used in the sensor part are the red (660nm) and infrared (940nm) (refer to Figure 5). The signal collected from the photo-detector (Light Dependant Resistor (LDR) & Infrared Receiver (IR)).

To perform our tests, we used the finger or the ear lobe noninvasively. The detectors must be highly sensitive and be able to measure the weak mission through to the tissues. This problem can be solved using LEDs that are manufactured with an internal system of lenses that allow high light output; additionally, they are designed to operate in current pulse schemes which can handle a high average power.

If pulses are applied to both light sources, a single photo detector may be used. From the frequency of 1 kHz, it is sufficiently higher than the arterial pulse, a pulse width of 50 microseconds is chosen. See Figure 6.

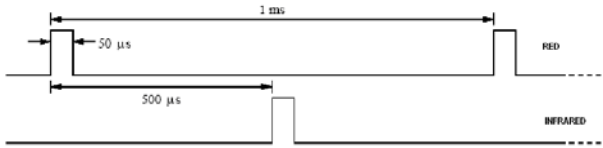


Fig. 6. Timing output signal to the sensor.

Because information is given in the form of pulse, it requires a sample and hold circuit (sampling and maintenance) for reconstructing waveforms in each of the lengths. Likewise, timing circuits which control the driving circuits of both LEDs can be used in the section of sample and hold circuits. The output of these circuits are then taken to a band pass filter section designed to operate at frequencies of 0.5 Hz to 5 Hz Intended primarily to eliminate DC component and high frequency noise.[7]

II.II Acquiring the signal

The optical receiver element is the photodiode. The photodiodes typically operate with reverse bias applied to the p-n junction (photoconductive mode). When light falls in the region of the junction, one electron-hole pair is created under the influence of the electric field at the junction. The hole moves toward the p-type material, the electron toward the n-type material. The result is that the light is viewed as an increase in reverse current.

For the purpose of acquiring the signal, we have to amplify and filter, the signal that amplification from the photocurrent to be transformed into a moderate voltage output impedance. To carry out this, we propose the circuit of Figure 7, which features an operational amplifier implemented as current to voltage converter. Due to the high resistance caused by the reverse bias of photodiode circuit to be operational FET type. Since the output voltage will be $I \times R_L$, it must use a feedback resistor of high value, for example several tens of $M\Omega$.

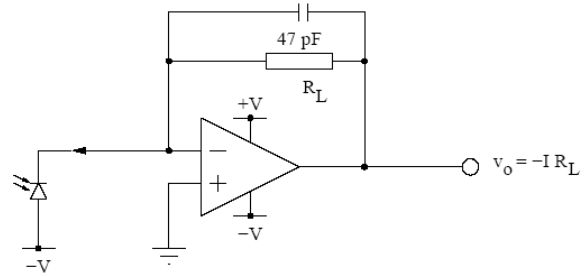


Fig. 7. Circuit current to voltage converter.

The output of sample and hold circuits are then taken to a band pass filter section designed to operate at frequencies of 0.15 Hz to 7.5 Hz mainly intended to eliminate DC component and high frequency noise. The resulting signals represent the information, thus synchronous cardiac waveform is then amplified and converted to digital format for later analysis in the microprocessor. See Figure 8.

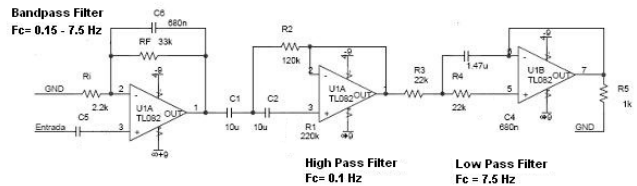


Fig. 8. Filtering and Amplifying Circuits.

II.III Processing Pulse Oximetry Signal

The output signal from the dual amplifier will be further supplied to a Programmable Interface Controller (PIC18F4550, to be selected) which will be converted from analogue signal into digital signal through the built-in Analogue to Digital Converter of 10bit (ADC). However, this converting process will require a C programming software and C18 compilation process to generate the Hexadecimal “.hex” file of the PIC before one can display the value of detected pulse rate and oxygen saturation in the blood.

Example of line code in C18 to calculate de $SPO_2\%$:

$$\text{calculoSpo2} = (((\log((1 / \text{red}))) / (\log((1 / \text{infrared})))) * 100); \quad (3)$$

II.IV Display of Pulse Oximetry

For the device to be user friendly, the measured values are shown; the output produced by the PO will be displayed via a Liquid Crystal Display (LCD) screen.

The organization characters are as shown in Figure 9.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
P	p	m	=				S	p	O	2	%	=			
T	e	m	p	=			P	r	e	=	n	o	r	m	

Fig. 9. Display test data processed.

Ppm means: Pulses per minute (0 to 200ppm)

Temp means: Temperature (0 to 100°C)

SpO2% means: Oxygen level (0 to 100%)

Pre means: Blood pressure (low, norm and high)

III. Implementation

The first implementation was made at the “Hospital de Ortopedia y Traumatología - Dr. Victorio De La FuenteNarváez” in Mexico City, with optimum results at the moment the Pulse Oximeter was tested.

All tests were reviewed by specialist doctors under the ISO 9919:2005, in which ISO defines the procedure to prove the Oximeters [8].

Figure 10 shows the oximeter in operation, which is controlled by a microcontroller, in a patient with wound firearm, and thus, the patient is directly tubing (oxygen tank connection).



Fig. 10. Oximeter test controlled by a microcontroller in a patient.

In the table 1, the reported results were made with the hospital's oximeter and our oximeter controlled by a microcontroller.

Oximeter at the Hospital	Result SpO ₂ %	Oximeter controlled by a microcontroller	Result SpO ₂ %
Patient 1	94%	Patient 1	94%
Patient2	86%	Patient 2	87%
Patient3	97%	Patient 3	96%
Patient4	90%	Patient 4	88%
Patient5	91%	Patient 5	93%
Patient6	96%	Patient 6	94%
Patient 7	93%	Patient 7	95%

Table 1. Hospital Oximeter vs Oximeter controlled by a microcontroller.

IV. Conclusions

The preliminary results conclude with a version of a Pulse Oximeter controlled by a microcontroller in this case was used PIC18F4550.

From the electronic point of view, The necessary research and tests were carried out to join the project and bring it to a first phase of its construction.

And will be necessary to do more tests and analyze the results using a mathematical and

statistical method to know the precision level for a future research work.

Notwithstanding that results were successful in its implementation, doctors made it clear that further testing in a more specialized area was needed. And of course, there will be a more advanced version of this oximeter. This was because doctors asked if the oximeter could autosave the results into a system or database and the answer was yes, this gives the opportunity to continue the development of a second phase of this oximeter.

V. References

- [1] John G. Webster, (1997). Design of Pulse Oximeters. En: John G II, USA: Taylor & Francis, pages. 12-25.
- [2] Santiago L. (2012) Pulse Oximeter Fundamentals and Design, Freescale Semicon-ductor Document Number: AN4327.
- [3] Hoff, D. Zhang, R. Stalter, T. and Carlson, M. (2003). Pulse Oximetry. Undergraduate Thesis. Electrical and Computer Engineering, North Carolina State University, USA.
- [4] Oximetry.org: Principles of Pulse Oximetry Technology. Retrieved on: 16th of June 2013 URL: <http://www.oximeter.org/pulseox/principles.htm>.
- [5] The analysis of transesophageal oxygen saturation photo plethysmography from different signal sources. Retrieved on: 16th of June 2013 URL: <http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/23475176>.
- [6] Microchip (2009) Data Sheet Microcontroller 18F4550, Microchip Document Number: 39633e <http://www.microchip.com/wwwproducts/Devices.aspx?dDocName=en010300>.
- [7] J. T. B. Moyle, *Pulse Oximetry*, 1st ed. London, U.K.: BMJ, 1994.
- [8] ISO 9919:2005 Medical electrical equipment - Particular requirements for the basic safety and essential performance of pulse oximeter equipment for medical use. Retrieved on: 16th of June 2013 URL: http://www.iso.org/iso/home/store/catalogue_e_ics/catalogue_detail_ics.htm?csnumber=33780.

VI. Authors

Víctor Jalil Ochoa Gutiérrez is an Engineer of the Instituto Politécnico Nacional

Luisa de la Paz Solano Silva is a Student of the same Institution.

VII. Acknowledgements

The authors would like to take this opportunity to express their heartfelt appreciation and thanks to the Instituto Politecnico Nacional, UPIICSA, IMSS, especially to the Hospital de Ortopedia y Traumatología - Dr. Victorio De La Fuente Narváez for their support, which made it possible for the authors to produce this paper.

Prototipo de Oxímetro Basado en un Sistema de Acondicionamiento de Bajo Costo Arduino

Héctor Daniel Rico Aniles, Roberto Carlos Ambrosio Lázaro

Universidad Autónoma de Ciudad Juárez, Instituto de Ingeniería y Tecnología Av. Del charro 450N, CP. 32310, Ciudad Juárez, Chih., México, 6566884841, h.d.rico@inaoep.mx, rambrosi@uacj.mx.

Resumen

En este trabajo se presenta el desarrollo de un oxímetro mediante el uso de un micro controlador Arduino UNO. Se describen principalmente los circuitos de acondicionamiento para la construcción del oxímetro. Las especificaciones de la señal a medir para la oxigenación se encuentra en un rango de frecuencia de 0.5-5Hz. En el desarrollo del prototipo se partió desde la implementación de la punta de prueba (sensor) mediante el uso de dos fuentes de luz, un LED rojo y uno infrarrojo. Posteriormente se realizó el diseño, análisis y la simulación de los circuitos que forman el acondicionamiento de la señal, los cuales son: circuito de transimpedancia, el circuito de filtrado y circuito amplificador. La implementación física se llevó a cabo mostrando una buena respuesta comparado con la etapa de diseño. Se implementaron los circuitos hasta llegar a obtener una señal leíble de los pulsos la cual es introducida al micro controlador para su procesamiento; el oxímetro implementado se compara con uno comercial, resultando en un 3% de error, lo cual lo hace viable para ser implementado en un sistema de bajo costo y portable, con la posibilidad de almacenar datos y desplegarlos en una computadora para el seguimiento del paciente.

Palabras Clave: Arduino, Instrumentación, Filtro activo, Fotodetector, Oximetría.

I. Introducción

La oximetría es una técnica bien establecida y está en uso clínico regular durante las etapas de anestesia y cuidados intensivos. Por otro lado para los pacientes con riesgo de insuficiencia respiratoria, es importante monitorear la eficiencia de intercambio de gases en los pulmones, es decir, lo bien que la sangre arterial se oxigena. Preferiblemente, dicha información debe estar disponible para los médicos de forma continua (en lugar de cada pocas horas). Ambos requisitos se pueden cumplir de forma no invasiva con la tecnología de oximetría de pulso [1-4]. Cabe mencionar que existen numerosas marcas en el mundo de tarjetas para oxímetros, que funcionan en base a la tecnología OEM, sin embargo el propósito de este trabajo es incorporar en nuestra sociedad productos comerciales de bajo costo con la posibilidad de que sean accesibles a la mayoría de los pacientes y usuarios. En el presente trabajo se desarrolla un

oxímetro partiendo desde la implementación del sensor óptico y utilizando un micro controlador Arduino UNO.

A. Señal a medir.

Los gases no son particularmente solubles en la sangre. Por ello es necesario un método alternativo para el transporte de ellos.

La hemoglobina provee un mecanismo que permite que el oxígeno sea transportado a través del torrente sanguíneo, irrigando los órganos y tejidos por los que pasa.

Cuando el oxígeno reacciona con la hemoglobina genera la oxihemoglobina (HbO_2), que es transportada a través de todo el cuerpo. Al entrar la oxihemoglobina con una célula el oxígeno es liberado regresando a la hemoglobina desoxigenada (Hb).

Mediante la medición de la cantidad de HbO_2 y Hb en la sangre se puede calcular la cantidad de

oxígeno. Para ello se hace incidir luz a través del tejido, sensando la cantidad de luz que logra atravesarlo.

La hemoglobina sin oxígeno tiene mayor absorción a 660nm (espectro de luz roja) y la hemoglobina oxigenada tiene mayor absorción a 940nm (espectro de luz infrarroja) (ver Fig. 1)

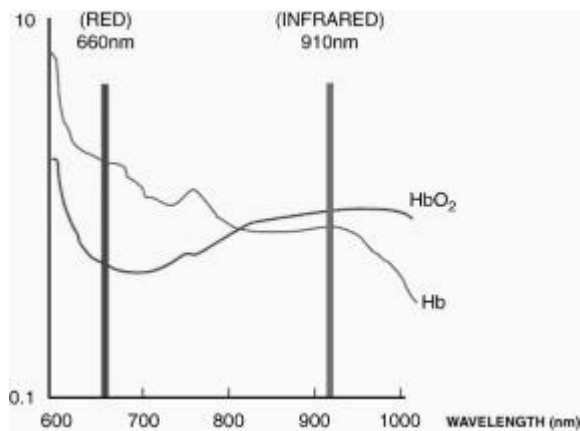


Fig. 1. Curva de extinción de HbO₂ y Hb.

B. Parámetros del diseño.

Para el diseño de un oxímetro se deben tomar en cuenta varios parámetros que son relevantes.

- La señal a medir para el cálculo de la oxigenación se encuentra en un rango de frecuencia de 0.5-5Hz.
- La amplitud debe estar por encima de 1V.
- La polarización del sistema con +/-5V.

C. Diagrama de bloques

Los bloques necesarios para desarrollar el oxímetro son (ver Fig. 2):

- Sensor óptico,
- Circuito de transimpedancia,
- Filtro pasa bandas,
- Amplificador Sumador,
- Módulo de Arduino UNO.

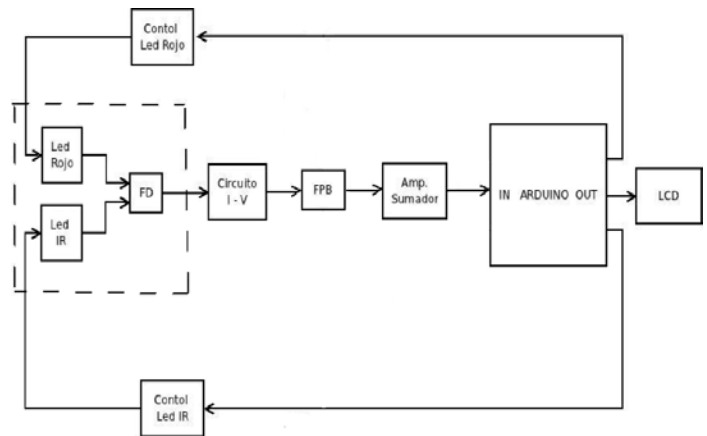


Fig. 2. Diagrama de bloques del sistema.

II. Desarrollo

A. Sensor

Para la construcción de la punta de prueba (sensor) se utilizaron los siguientes componentes:

- LEDs: rojo a 660 nm e infrarrojo a 940nm.
- 1 férula para dedo.
- 1 fotodiodo.

Se realizaron perforaciones en cada uno de los lados de la férula en los cuales hay aluminio donde se dispondrán los leds. Y una perforación en el lado contrario donde se dispondrá el fotodetector (ver Fig. 3).



Fig. 3. Punta de prueba.

B. Circuito de transimpedancia.

Los fotodiodos generan una salida de corriente al percibir un haz de luz. Por ello un amplificador debe ser usado para convertir esa corriente a voltaje. Los amplificadores de transimpedancia, también llamados convertidores de corriente a voltaje, son amplificadores que convierten una entrada de corriente en una salida de voltaje [2,5].

Se utilizó la configuración básica de un amplificador de transimpedancia (ver Fig. 4.) El op amp mantiene voltaje cero a través del fotodiodo. La corriente fluye, por tanto, a través de la resistencia de retroalimentación y crea un voltaje a la salida, el cual es proporcional a la intensidad de luz recibida en el fotodiodo y a la resistencia de retroalimentación (1).

$$V_o = I_d R_f \quad (1)$$

Donde

V_o , voltaje de salida,

I_d , corriente procedente del diodo,

R_f , resistencia de retroalimentación.

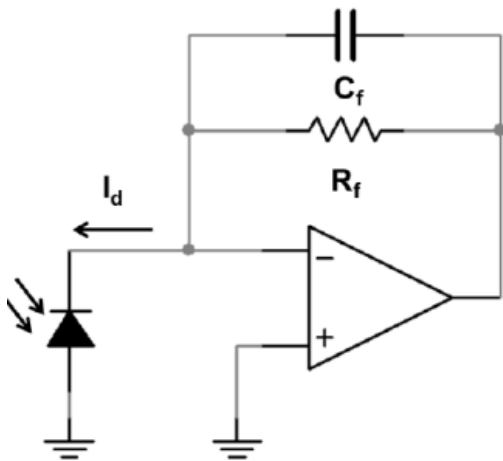


Fig. 4. Diagrama de circuito de transimpedancia.

La corriente generada por el fotodiodo varía debido a diferentes factores como lo son el tipo y color de la piel, el grosor del dedo y la forma en cómo se acomode el sensor. Debido a ello, el único criterio para elegir el valor de la resistencia es que debe ser de un valor elevado. Los valores utilizados fueron una resistencia de 2 MΩ y un capacitor de 47pF.

El capacitor en conjunto con la resistencia forma un filtro pasa bajas de primer orden. Cuya frecuencia de corte se puede obtener mediante la ecuación (2).

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2)$$

Al sustituir los valores seleccionados se obtiene la $f_c=1693Hz$. En la siguiente figura se muestra la respuesta en una simulación mediante el uso de multisim 11.0 (Ver Fig.5).

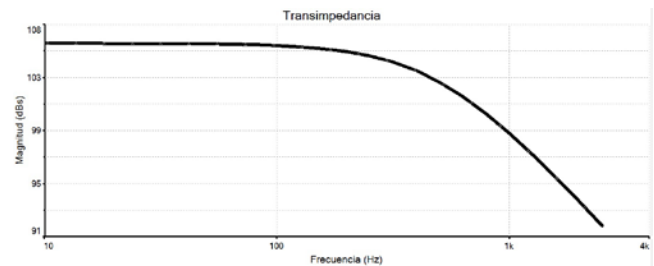


Fig. 5. Respuesta a la frecuencia circuito transimpedancia simulado.

Se calculó la respuesta en frecuencia del circuito de transimpedancia implementado, encontrando que la frecuencia de corte se encuentra muy cercano al valor esperado (ver Fig. 6).

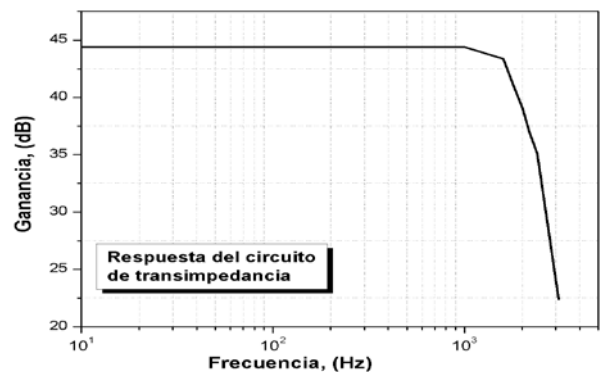


Fig. 6. Respuesta a la frecuencia circuito transimpedancia implementado.

C. Filtro pasa bandas.

La señal que interesa para fines del proyecto se encuentra en un rango de frecuencias de 0.5-5Hz. Con ello se definieron las frecuencias de corte del filtro requerido. Para construir el filtro pasa

bandas fueron implementados un filtro pasa bajas de 4° orden y un filtro pasa altas de 2° orden. Los cuales se describen a continuación

1) *Filtro pasa bajas.*

Se diseñó un filtro Sallen-Key pasa bajas de 4to orden. Para ello se conectaron en cascada 2 filtros de 2do orden, cuya frecuencia crítica es de 5Hz (ver Fig. 7).

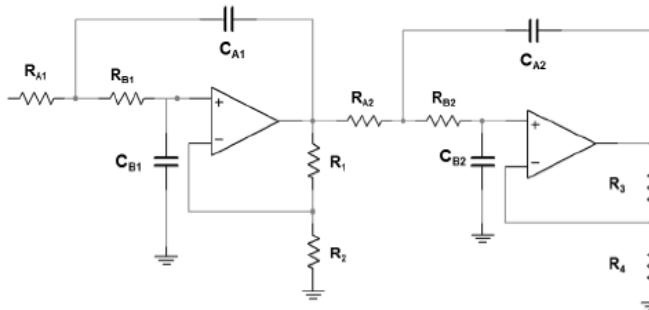


Fig. 7. Diagrama filtro pasa bajas de 4to orden.

La respuesta del filtro pasa bajas se obtuvo usando el programa de simulación y se comparo con el circuito experimental (ver Fig. 8,9).

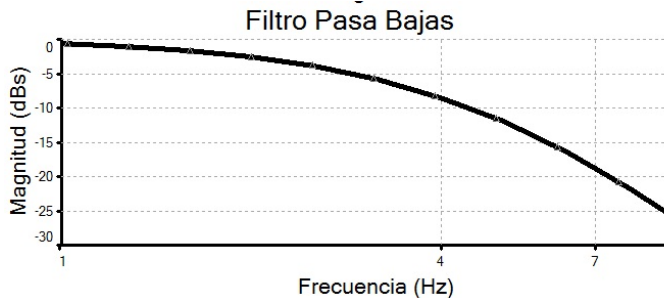


Fig. 8. Respuesta a la frecuencia del filtro pasa bajas simulado.

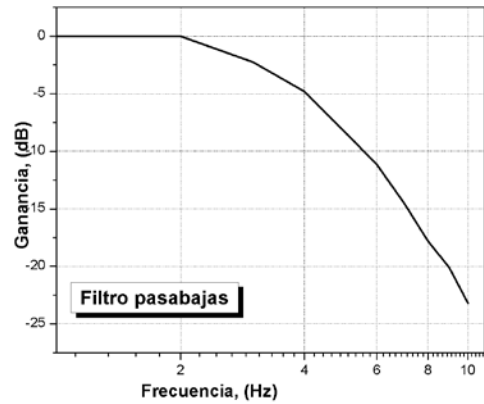


Fig. 9. Respuesta a la frecuencia del filtro pasa bajas implementado.

2) *Filtro pasa altas.*

Se implementó un filtro pasa altas de 2° orden con frecuencia de corte de 0.5Hz (ver Fig. 10).

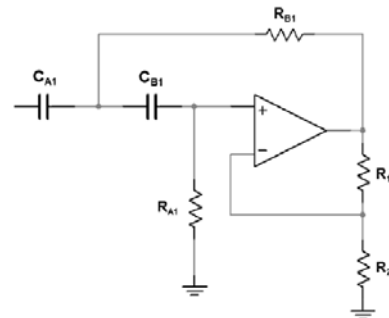


Fig. 10. Diagrama de filtro pasa altas.

Se graficó la respuesta a la frecuencia del filtro pasa altas, y se compara la simulación con el circuito experimental (ver Fig. 11,12).

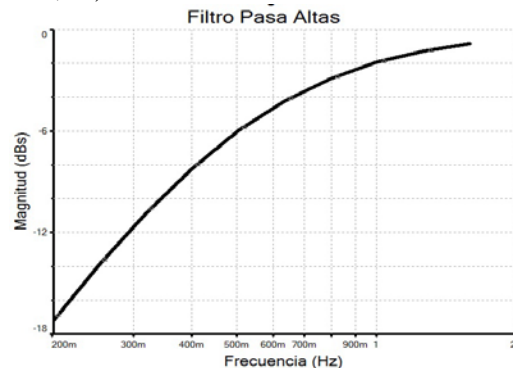


Fig. 11. Respuesta a la frecuencia del filtro pasa altas simulado.

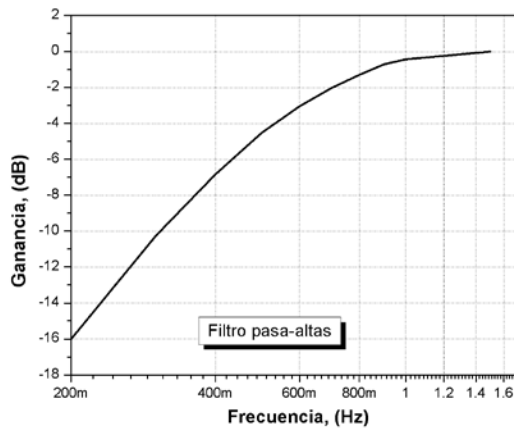


Fig. 12. Respuesta a la frecuencia del filtro pasa altas implementado.

3) *Filtro pasa banda.*

Ya que se tienen los filtros pasa altas y pasa bajas implementados, se conectan en cascada para formar el filtro pasa banda. Las frecuencias de corte del filtro pasa banda son las frecuencias de los filtros que lo conforman. Se graficó la respuesta en frecuencia del circuito (ver Fig. 13).

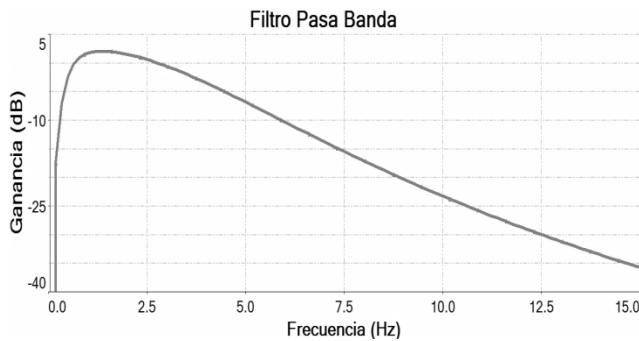


Fig. 13. Respuesta a la frecuencia del filtro pasa band simulado.

D. Circuito amplificador sumador.

La señal antes de ser introducida al arduino tiene 3 problemas: esta invertida, su amplitud es pequeña y se encuentran a diferente nivel. Para corregir eso se implementó el circuito amplificador sumador, el cual a su vez se encuentra en configuración inversora. (Ver Fig.14).

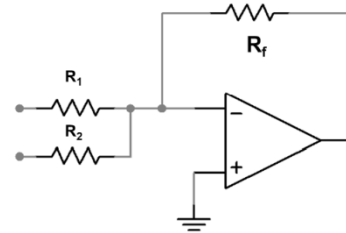


Fig. 14. Diagrama de amplificador sumador.

Debido a que la señal procedente de la luz roja es diferente, en nivel y magnitud que la procedente de la luz infrarroja. Se implementó un circuito para cada una de ellas con el fin de que estuvieran al mismo nivel y magnitud.

E. Calibración.

Para encontrar la oxigenación, se mide la señal obtenida de cada uno de los leds, por 5s cada una. Se promedia la señal AC, que es la señal que entra al arduino por uno de sus puertos analógicos. Dicho promedio debe dividirse entre su componente DC, la cual es el voltaje dc que se suma en el amplificador sumador. Ya que se tiene cada componente AC, roja e infrarroja, dividida entre su respectiva componente DC. Se divide el resultado obtenido de la luz roja, entre el resultado de la luz infrarroja, y con la razón de esta división se calculará la oxigenación. Como lo describe (3).

$$razon = \frac{(Rojo_{AC}/Rojo_{DC})}{(IR_{AC}/IR_{DC})} \quad (3)$$

Mediante una recta de calibración, en la cual el valor 0.4 es igual al 100% de oxigenación y 3.4 es igual al 0%. Tomando ello como referencia, se utiliza el valor de la razón encontrada, para calcular la oxigenación

III. Resultados

El amplificador de transimpedancia es el primer contacto con la señal buscada. El circuito

propuesto nos entrega, a la salida, la señal con ruido (ver Fig. 15).

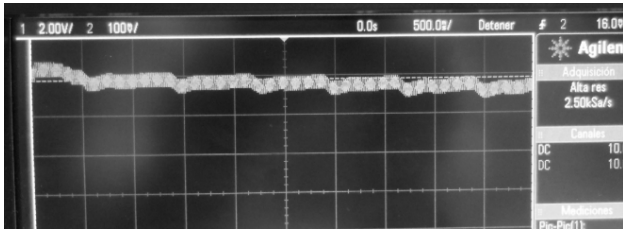


Fig. 15. Señal obtenida a la salida del amplificador de transimpedancia.

En la señal ya filtrada se pueden observar claramente los pulsos generados por los latidos del corazón (ver Fig.16).

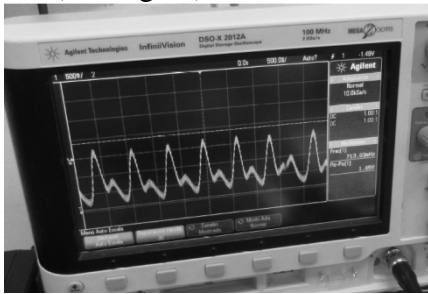


Fig. 16. Señal al final del circuito.

Se realizaron dos pruebas del sistema:

A. Prueba de pulso y oxigenación.

La primera prueba se realizó solo para obtener la oxigenación sin compararla con ningún otro dispositivo. Para saber si los valores se encontraban dentro de valores coherentes (ver Tabla 1).

Oxigenación (%)	Pulsos (ppm)
94.03	70
93.22	69
99.5	100

Tabla 1. Prueba de pulso y oxigenación.

Los datos se encontraron en los rangos normales.

B. Comparación con oxímetro comercial.

Después de observar que los valores entregados por el oxímetro estaban dentro de un rango coherente, se procedió a comparar mediciones contra un oxímetro comercial Nellcor N20 (ver Fig.17).

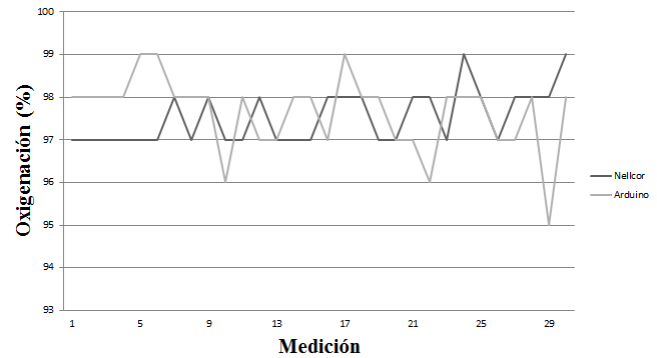


Fig. 17. Comparación contra oxímetro comercial.

IV. Discusión

Los valores obtenidos con el prototipo propuesto en este trabajo están muy aproximados a los del oxímetro comercial (Nellcor N20), las variaciones que se ven en la gráfica están en el rango de 1 a3 % de diferencia. Por lo que la propuesta de usar un arduino UNO como parte del sistema de acondicionamiento de la señal hace a este prototipo viable para ser integrado en un sistema de bajo costo, comparado con un sistema de adquisición basado en labview por ejemplo que use tarjetas de adquisición, la ventaja de la tarjeta de desarrollo es que puede ser implementada en cualquier sistema operativo.

V. Conclusiones

Se realizó el diseño, simulación e implementación de un filtro pasa bajas de 4to orden con una frecuencia de corte de 5Hz y un filtro pasa altas de 2do orden con una frecuencia de corte de 0.5Hz.

Se logró una buena respuesta del oxímetro con respecto a un oxímetro comercial. Los valores medidos fueron muy aproximados, con un error máximo de 3% debido al movimiento.

Se debe tener especial énfasis en el alineamiento de los componentes optoelectrónicos para la

obtención de la señal proveniente de la absorción de luz que pasa a través del tejido, ya que de esto dependerá obtener buenos resultados.

el área de microelectrónica con especial énfasis en el desarrollo de sensores e integración de materiales semiconductores

Ing. Héctor Daniel Rico Aniles es Ingeniero en Mecatrónica por la Universidad Autónoma de Ciudad Juárez (2012), Actualmente realiza sus estudios de maestría en ciencias de la electrónica en el INAOE en el área de instrumentación.

VI. Referencias

- [1] D. Guowei, T. Xiaoying, L. Weifeng; “A Reflectance Pulse Oximeter Design Using the MSP430F149”, International Conference on Complex Medical Engineering (CME); Beijing; May, 2007.
- [2] P. Jalan, B. R. Bracio, P. J. Rider, H. Toniolo, “Rapid Prototyping of Pulse Oximeter”, 28th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBS), pp. 5579-5582, Aug. 30 2006 - Sept. 3 2006.
- [3] S.Yung-Hoh, D.Yu-Ping,F. Duen-Shiang; “Embebed USB Homecare Internet System”, IEEE Transactions on Circuits and Systems (APCCAS), pp. 442-445, Taiwan; 6-9 Dic. 2010.
- [4] Y. Pole, “Evolution of the Pulse Oximeter”, International Congres Series EL SEVIER, Vol. 1242, pp. 137-144, Dic. 2002.
- [5] J. M. Sanches, B. Pereira, T. Paiva; “Headset Bluetooth and Cell Phone Continuous Central Body Temperature Measurement System”, Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), pp. 2975-2978, Aug. 31 2010 – Sept. 4, 2010.

VII. Autores

Phd. Roberto Carlos Ambrosio Lázaro obtuvo su título de Maestría en Ciencias con especialidad en microelectrónica en el INAOE, ahí mismo curso sus estudios de doctorado, actualmente es profesor investigador del departamento de eléctrica y computación de la UACJ, es miembro del sistema nacional de investigadores y trabaja

Robot CNC Multiherramienta Controlado con un FPGA

G. H. Bezares, S. Vergara, F. Reyes, J. Castañeda, M. A. Vargas

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Maestría en Ciencias de la Electrónica opción Automatización,
Av. San Claudio y 18 Sur S/N CU Edificio 109A CP 72570, 01 222 2295500 ext. 7411,
theboy115@hotmail.com, svergara@ece.buap.mx, recf62@gmail.com, jcastane@ece.buap.mx,
mavargas@ece.buap.mx.

Resumen

El objetivo principal de este trabajo es presentar el diseño y modelado de un robot CNC del tipo cartesiano multiherramienta de cuatro grados de libertad, el cual tiene un error en cada grado de libertad de 2 μm , este sistema contiene como efector final dos tipos de herramientas, las cuales son intercambiables, una de estas consiste en una acción del tipo pick and place para colocar dispositivos superficiales sobre tarjetas de circuitos impresos (PCB), y la segunda un taladro, este será aplicado para la perforación de placas de circuitos impresos o devastar material como el aluminio. Se explica el modelado dinámico del robot cartesiano de 4 grados de libertad. Otro punto que se abordara en este escrito es el diseño del sistema de potencia para realizar la activación de nuestros actuadores, se realizara una descripción a detalle sobre el desarrollo del firmware del sistema, que está dentro de un FPGA de la marca ALTERA de la familia Cyclone II, el cual se encarga de la comunicación de nuestro sistema con la pc. El desarrollo del software para el control del sistema cartesiano se realizó en Labview.

Palabras Clave: Diseño, Modelo dinámico, FPGA, Robot CNC.

I. Introducción

La automatización es una área estratégica en el desarrollo de un país ya que permite que la producción de bienes se realice en menor tiempo y en mayor cantidad respecto a procesos manuales, además la precisión de las maquinas muchas veces llega a ser mejor que lo que se pudiera lograr manualmente, lo anterior elimina las fallas humanas, incrementa la calidad y la velocidad de producción, esto reduce los costos y mejorar la competitividad de las empresas respecto a sus pares en otros países.

La falta de desarrollo tecnológico en nuestro país, es una de las principales causas de que muchas de las empresas mexicanas no puedan competir con empresas extranjeras, esto se debe a que mientras las empresas nacionales tienen que importar tecnología en muchos casos obsoleta, las empresas extranjeras usan

tecnología de punta en sus procesos de producción. Por lo anterior es muy importante por la naturaleza de nuestra maestría que ganemos experiencia en el desarrollo de máquinas que un futuro puedan usarse en sistemas automatizados de producción.

Existen en la actualidad una gran diversidad de maquina pick and place totalmente automatizadas que cuentan con diversas herramientas para poder colocar una gran cantidad de componentes en poco tiempo, cuentan con diversidad de visión, hay maquinas que son capaz de montar más de 2800 componentes por hora, soportando una diversidad de alimentadores de diferentes y siendo capaz de soldar BGAs, con resolución de 0.0508.[1]

Por lo tanto es necesario desarrollar este sistema ya que en la industria no existe CNC con la capacidad de poder proporcionarnos

precisiones micrométricas y en la aplicación que necesitamos es sumamente importante ya que es necesario realizar el montaje circuitos integrados con separación de pack de .65mm y con la precisión de $2\mu\text{m}$ en nuestro sistema podemos asegurar obtener un perfecto montaje del integrado, que en este caso serán FPGAs cyclone III de altera.

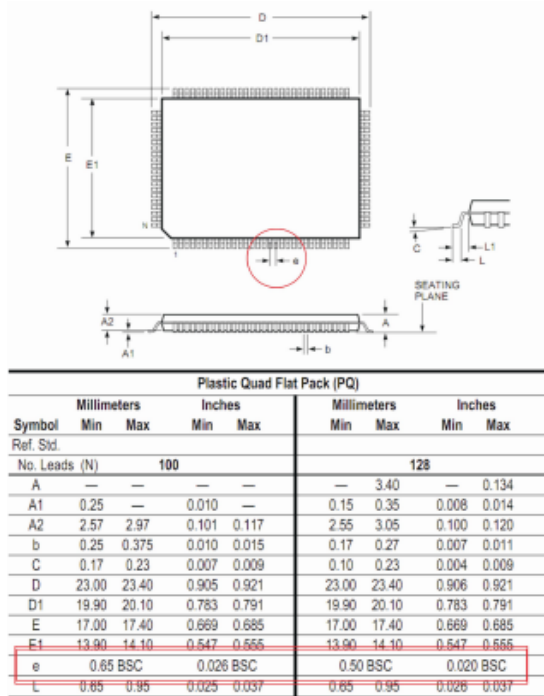


Fig. 1. Separación de pack del integrado.

II. Desarrollo

Modelo dinámico del sistema.

Sabemos bien que el objetivo del control de un robot es mantener la respuesta dinámica del mismo de acuerdo a alguna función de desempeño especificada o algún objetivo deseado. Este desempeño depende directamente de la eficacia de los algoritmos de control y de su modelo dinámico.

Debemos de conocer el modelo para estudiar al robot de manera correcta, y en esta deben estar presentes los fenómenos físicos como son los pares gravitacionales, las fuerzas centrípetas y de coriolis, así como la fricción de nuestro sistema. Con el modelo dinámico se pretende crear una regla matemática que relacione las

variables de entrada y salida de nuestro sistema.

Tomando esto en cuenta y al investigar los pick and place comerciales que hay actualmente, se optó por la opción de una configuración cartesiana. Tomamos la disposición de los eslabones y articulaciones como se muestra de acuerdo a las siguientes necesidades. [2]

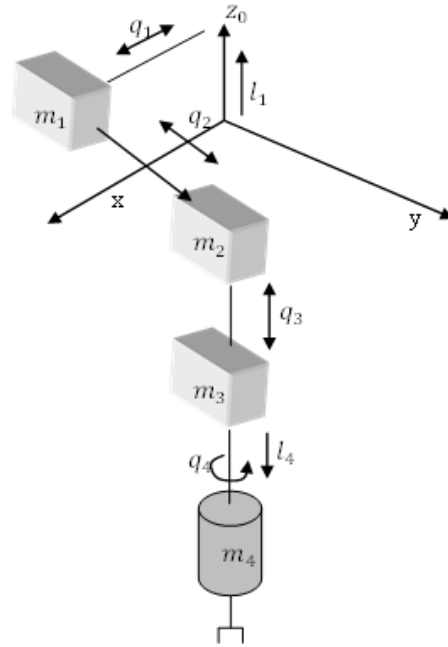


Fig. 2. Diagrama del robot cartesiano.

Una vez teniendo el diagrama del robot cartesiano como se ve en la figura 2, nos disponemos, a obtener las ecuaciones matemáticas que describen la cinemática del robot.

El modelo de la cinemática directa de un robot cartesiano está dado por:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_1 \\ 0 \\ l_1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} x_2 \\ y_2 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ l_1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} x_3 \\ y_3 \\ z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 + l_1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} x_4 \\ y_4 \\ z_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 + l_1 - l_4 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Solo existe energía de traslación dentro de los primeros 3 ejes (x, y, z), por lo tanto la energía de rotación es 0, la ecuación de la energía cinética queda expresada de la siguiente manera.

$$K(q, \dot{q}) = \frac{mv^2}{2} \quad (5)$$

Hay que recordar que la velocidad está dada por:

$$v = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} \quad (6)$$

Elevando al cuadrado nos queda de la siguiente manera.

$$V^2 = \|V\|^2 = V^T V = [V_1 \ V_2 \ V_3 \ V_4] \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} \quad (7)$$

Obtenemos entonces las velocidades de nuestro sistema.

$$V_1 = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} q_1 \\ 0 \\ l_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$V_2 = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_2 \\ y_2 \\ z_2 \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ l_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$V_3 = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_3 \\ y_3 \\ z_3 \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 + l_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \dot{q}_3 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$V_4 = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_4 \\ y_4 \\ z_4 \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 + l_1 - l_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \dot{q}_3 \end{bmatrix} \quad (11)$$

Elevamos al cuadrado las funciones para encontrar las velocidades.

$$V_1^2 = \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \dot{q}_1^2 \quad (12)$$

$$V_2^2 = \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ 0 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ 0 \end{bmatrix} = \dot{q}_1^2 + \dot{q}_2^2 \quad (13)$$

$$V_3^2 = \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \dot{q}_3 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \dot{q}_3 \end{bmatrix} = \dot{q}_1^2 + \dot{q}_2^2 + \dot{q}_3^2 \quad (14)$$

$$V_4^2 = \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \dot{q}_3 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \dot{q}_3 \end{bmatrix} = \dot{q}_1^2 + \dot{q}_2^2 + \dot{q}_3^2 \quad (15)$$

Ahora que tenemos las ecuaciones de las velocidades obtenemos las ecuaciones de la energía cinética para cada grado de libertad.

$$K_1(q, \dot{q}) = \frac{m_1 \dot{q}_1^2}{2}, \quad (16)$$

$$K_2(q, \dot{q}) = \frac{m_2 (\dot{q}_1^2 + \dot{q}_2^2)}{2}, \quad (17)$$

$$K_3(q, \dot{q}) = \frac{m_3 (\dot{q}_1^2 + \dot{q}_2^2 + \dot{q}_3^2)}{2}, \quad (18)$$

$$K_4(q, \dot{q}) = \frac{m_4 (\dot{q}_1^2 + \dot{q}_2^2 + \dot{q}_3^2)}{2} + \frac{I \dot{q}_4^2}{2} \quad (19)$$

Sumando todas estas energías tenemos que la energía cinética total está dada como:

$$K_1(q, \dot{q}) = \frac{m_1 \dot{q}_1^2}{2} + \frac{m_2 (\dot{q}_1^2 + \dot{q}_2^2)}{2} + \frac{m_3 (\dot{q}_1^2 + \dot{q}_2^2 + \dot{q}_3^2)}{2} + \frac{m_4 (\dot{q}_1^2 + \dot{q}_2^2 + \dot{q}_3^2)}{2} + \frac{I \dot{q}_4^2}{2} \quad (20)$$

Aplicando algebra queda de la siguiente manera:

$$K(q, \dot{q}) = \frac{1}{2} m_1 \dot{q}_1^2 + \frac{1}{2} m_2 \dot{q}_1^2 + \frac{1}{2} m_2 \dot{q}_2^2 + \frac{1}{2} m_3 \dot{q}_1^2 + \frac{1}{2} m_3 \dot{q}_2^2 + \frac{1}{2} m_3 \dot{q}_3^2 + \frac{1}{2} m_4 \dot{q}_1^2 + \frac{1}{2} m_4 \dot{q}_2^2 + \frac{1}{2} m_4 \dot{q}_3^2 + \frac{I \dot{q}_4^2}{2} \quad (21)$$

Factorizamos la ecuación y no queda de la siguiente manera:

$$K(q, \dot{q}) = \frac{(m_1 + m_2 + m_3 + m_4)}{2} \dot{q}_1^2 + \frac{(m_2 + m_3 + m_4)}{2} \dot{q}_2^2 + \frac{(m_3 + m_4)}{2} \dot{q}_3^2 + \frac{I \dot{q}_4^2}{2} \quad (22)$$

Por otro lado la energía potencial está dada por la siguiente expresión:

$$U(q) = (m_3 + m_4)g(q_3 + l_1) - m_4g(l_4) \quad (23)$$

De las ecuaciones encontradas obtenemos el lagrangiano:

$$L(q, \dot{q}) = K(q, \dot{q}) - U(q)$$

$$L(q, \dot{q}) = \frac{(m_1 + m_2 + m_3 + m_4)}{2} \dot{q}_1^2 + \frac{(m_2 + m_3 + m_4)}{2} \dot{q}_2^2 + \frac{(m_3 + m_4)}{2} \dot{q}_3^2 + \frac{I \dot{q}_4^2}{2} - (m_3 + m_4)g(q_3 + l_1) - m_4g(l_4) \quad (24)$$

Ahora encontramos las ecuaciones de movimiento con la siguiente ecuación.

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial \dot{q}_i} \right] - \frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial q_i} = \tau_i, \quad i = 1, \dots, n \quad (25)$$

Las ecuaciones dinámicas que modelan al robot son:

$$\tau_1 = (m_1 + m_2 + m_3 + m_4)\ddot{q}_1 \quad (26)$$

$$\tau_2 = (m_2 + m_3 + m_4)\ddot{q}_2 \quad (27)$$

$$\tau_3 = (m_3 + m_4)\ddot{q}_3 + (m_3 + m_4)g \quad (28)$$

Características del riel de alta precisión

Alta precisión en posicionamiento con alta repetitividad

Baja resistencia a la fricción lo que mantiene su alta precisión por mayor tiempo

Alta rigidez por su diseño de carga en apoyo sobre 4 puntos de la guía

Ideal para aplicaciones a alta velocidad

$$\tau_4 = I\ddot{q}_4 \quad (29)$$

Donde τ_1, τ_2, τ_3 y τ_4 son las fuerzas aplicadas en cada unión del robot.

Diseño del sistema mecánico.

Los sistemas mecánicos son aquellos sistemas constituidos fundamentalmente por componentes, dispositivos o elementos que tienen como función específica transformar o transmitir el movimiento desde las fuentes que lo generan, al transformar distintos tipos de energía.

Se caracterizan por presentar elementos o piezas sólidos, con el objeto de realizar movimientos por acción o efecto de una fuerza. En ocasiones, pueden asociarse con sistemas eléctricos y producir movimiento a partir de un motor accionado por la energía eléctrica.

Como se puede observar en la figura 2, nuestra propuesta del prototipo está basada en una configuración cartesiana, donde sus tres primeras articulaciones son prismáticas y existe una cuarta de movimiento rotacional.

Para poder realizar los movimientos prismáticos de nuestro sistema con suma precisión se utilizaron rieles de alta precisión apoyados con carros lineales de precisión, esto con el fin de poder obtener el mejor desplazamiento lineal con mínima fricción en nuestro sistema. [3]



Fig. 3. Riel de alta precisión y carro.

Las guías lineales cuadradas son los componentes más profesionales que se pueden usar para realizar movimiento

Lineal debido a su diseño estructural capaz de soportar grandes cargas y deslizarlas con la menor fricción y juego posible.

Para poder realizar el movimiento prismático a través de nuestros rieles de precisión se utilizó carros de precisión.



Fig. 4. Carro de precisión.

- más bajo nivel de ruido de funcionamiento.
- retención de grasa óptima dentro del bloque de guía.
- vida útil más larga.
- bola espaciador diseñado para durar toda la vida útil del cojinete.
- Control del balón en separadores. bola de acero de seguimiento dentro de los caminos de recirculación que proporcionan buen funcionamiento y rendimiento mejorado la vida. [4]

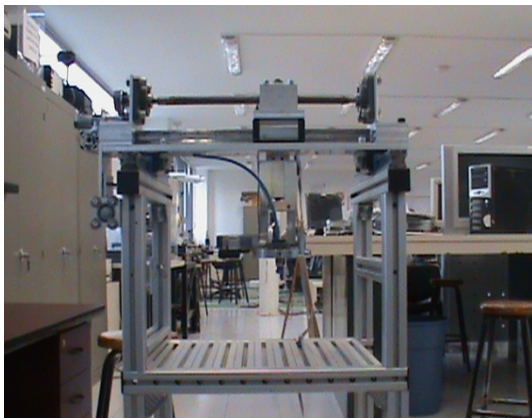


Fig. 5. Prototipo del robot cartesiano.

Nuestro prototipo cuenta con un área de trabajo de 30 cm en el eje x, 27 cm en el eje y, en cuanto al eje Z y PHI todavía se está trabajando en esa parte del sistema, se tiene considerado que el eje Z contara aproximadamente con 20

cm de desplazamiento y el eje PHI contara con un movimiento rotacional de 360°.

Diseño del Hardware.

En el siguiente diagrama a bloques (Figura 6) se puede observar la correcta conexión de la electrónica de nuestro sistema, que se requiere para nuestro prototipo propuesto, podemos observar en donde van conectados nuestros motores y sus encoders ya integrados en estos, cada motor cuenta con dos señales que hay que manipular para nuestro sistema señal (A y B).

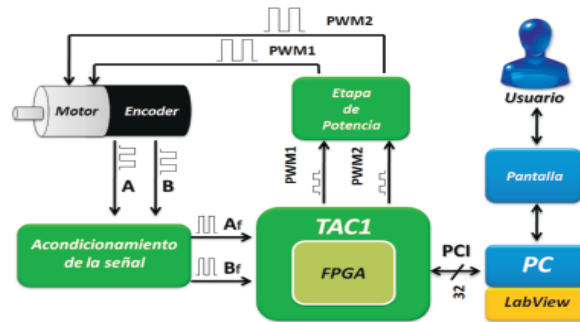


Fig. 6. Diagrama a bloques del sistema.

En nuestra electrónica se ocupó un FPGA montado a una tarjeta PCI, para realizar la adquisición de datos de nuestro sistema, esta tarjeta fue desarrollada en la facultad de ciencias de la electrónica (FCE) en la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP).



Fig. 7. Tarjeta PCI fotón.

Debido a las características que posee esta tarjeta nos es muy útil para nuestra aplicación de nuestro sistema.

Características generales de la tarjeta PCI Fotón

Un conector header de 25 pines I/O	Banco 2
Un Puerto PCI 32 bits	Banco 3 y 4
6 canales de I/O (disponibles)	Banco 1
Voltaje de trabajo	3.3 V

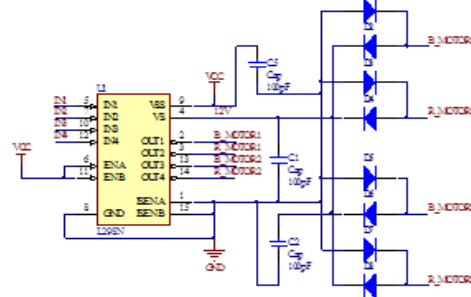
Una parte fundamental del control del sistema, son los actuadores en este caso nuestro sistema contara con cuatro actuadores para poder desplazar los cuatros ejes de nuestro robot cartesiano en este caso la elección de nuestros actuadores fueron los motores 37DX54L (Figura 3), ya que cuentan con un buen par para poder ofrecer una buena movilidad de nuestro sistema.



Fig. 8. Motor reductor 37DX54L.

Estos motores cuentan con encoders del tipo incremental los cuales servirán como sensores para retroalimentar nuestro sistema de control del sistema, este encoder está basado sensores Hall, detecta la rotación del eje del motor. . El sensor Hall requiere un voltaje (Vcc) de entre 3.5V y 20V y una corriente de máximo 10mA. Las salidas A y B son ondas cuadradas desde 0V hasta Vcc con un desfase de 90°C. La frecuencia de las transiciones te dice la velocidad del motor y el orden te da la dirección. [5]

Para poder realizar el control del giro de nuestros motores se necesita realizar un circuito para tal control el cual es la realización de una tarjeta que recibe la señal envía desde el FPGA para la realizar la activación de los motores esta tarjeta también controlara el giro recibiendo una señal desde el FPGA y la mandara a nuestros actuadores, en este caso nuestros cuatro motores esto con el fin de tener un buen acondicionamiento de nuestras señales enviadas del FPGA hacia nuestros sistemas electrónicos de potencia (Figura 9).



Fi. 9. Diagrama de conexión del L298N

La tarjeta de potencia contiene dos integrados L298N, estos integrados contienen dos puentes H cada uno esto con el fin de poder hacer el control del giro del motor, con estos integrados se puede hacer el control de nuestros cuatros actuadores del robot cartesiano, en la figura se puede apreciar el diagrama de conexiones de este integrado, la única desventaja que tiene este integrado es el no tener diodos de protección, por lo cual en el conexionado se le agregan estas protección con diodos 1N1004.

Como nuestros integrados L298N, trabajan con voltajes TTL, como protección para esta integrado se le agrega un reductor de voltaje, esto con el fin de que si se le llegara aplicar un voltaje superior a los 5 V siempre este protegido los integrados, el reductor de voltaje que se utiliza el LM7805, este reductor de voltaje puede soportar 35V de entrada, con esto podemos garantizar que el voltaje de entrada hacia nuestros integrados L298N siempre será 5V.

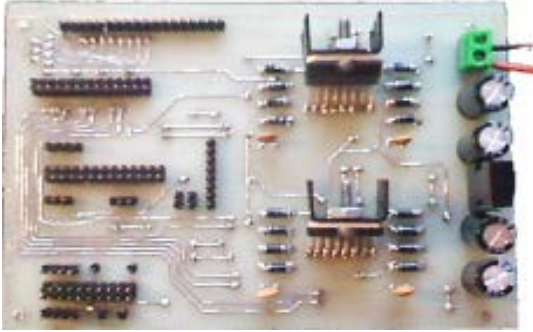


Fig. 10. Placa del sistema de potencia ya el software Quartus II versión 9.0 de altera y un FPGA EP2C8Q208C7 de la familia Cyclone II. El bus PCI se utiliza como vía de comunicación entre la computadora y la tarjeta de adquisición de datos Todo esto se realiza mediante el código de programación AHDL, todo esto es a lenguaje de bajo nivel el cual controlara todos nuestros circuitos electrónicos.

Para poder realizar la lectura de nuestros encoders, se desarrolló un bloque para realizar dicha lectura, como ya se había mencionado con anterioridad los encoders utilizados en nuestro sistema son del tipo incremental, en base a una metodología para poder saber la posición del motor de manera incremental se realizó un código para visualizar las lecturas enviadas por los encoder lo cual nos generó un bloque de firmware llamado “posición”. [6]

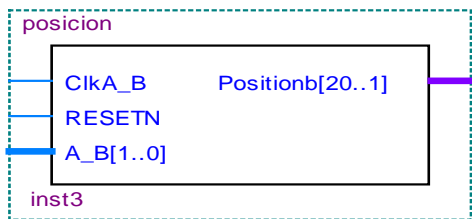


Fig. 11. Bloque de conteo de las señales del encoder

Con este bloque se obtiene el conteo de los encoders incrementales con toda precisión, sin perder cuentas y garantizando el máximo desempeño de nuestro sistema.

También cabe mencionar se ocupó la metodología de modulación por ancho de pulsos ya que es una técnica utilizada para regular la velocidad de giro de los motores eléctricos de inducción o asíncronos. Mantiene

el par motor constante y no supone un desaprovechamiento de la energía eléctrica. Se utiliza tanto en corriente continua como en alterna, como su nombre lo indica, al controlar: un momento alto (encendido o alimentado) y un momento bajo (apagado o desconectado). [7]

Partiendo de la metodología de la modulación por ancho de pulsos, creamos el código para poder generar ese tipo de modulación, ya que para poder realizar el control de par de los actuadores los generaremos a través de esta técnica de modulación por anchos de pulsos, conociendo como funciona esta metodología se desarrolla un bloque de generación de ancho de pulsos.

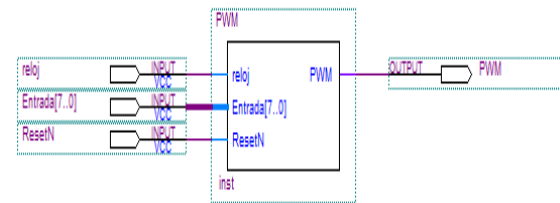


Fig. 12. Bloque del PWM

Para poder realizar el control del giro de los actuadores es necesario realizar un bloque de giro en el firmware, este bloque cuenta con dos entradas en estas entradas se le manda el valor que necesita para poder realizar el giro de nuestro actuador. [7]

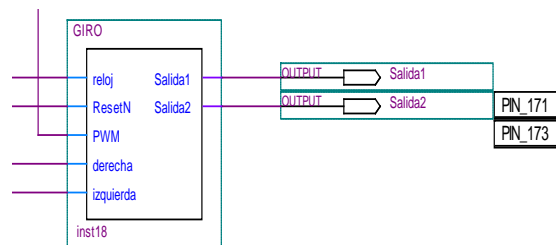


Fig. 13. Bloque de control de giro

También se realizó un bloque para poder elegir que encoder se necesita leer, este bloque tiene una habilitación donde desde labview se le manda a escribir los datos y así se elige el encoder que se desea leer.

Diseño del Software.

Para la programación del software se realizó a través de LABVIEW, el software es el encargado de interacción del usuario con el sistema, en el software se le da la posición a la que se desea desplazar, se puede visualizar el error de desplazamiento que tiene nuestro sistema, imprime graficas de desempeño del sistema, también aquí viene inmerso el control del sistema cartesiano.

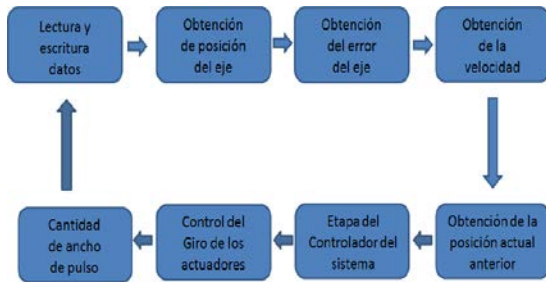


Fig. 14. Diagrama de funcionamiento del software

Diagrama de cómo trabaja nuestro software, de esta manera se adquieren y procesan los datos para aplicarlos al controlador de nuestro sistema.

La parte más importante en nuestro software es la parte del control una vez obtenido los parámetros necesarios, como son la lectura del encoder, el error del sistema, las posiciones, las velocidades, se puede ingresar todo a la ecuación de control de, en este caso utilizaremos la tangente hiperbólico como controlador, ya que tiene muy buen desempeño [2], todo esto utilizando una estructura básica de sistema de control como se puede observar en la figura 15.

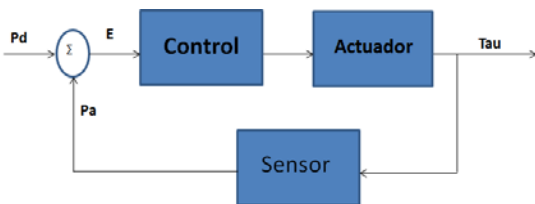


Fig. 15. Diagrama Bloques del control en lazo cerrado.

$$\tau = Kp * \tanh(E) - Kv * \tanh(vel).$$

Dónde:

Kp y Kv = Son las ganancias para el desempeño del controlador.

E = Error del sistema.

vel = Velocidad con la que se desplaza el eje en el riel $\frac{mm}{s^2}$.

τ = Es la energía proporcionada por el controlador en este caso es torque Nm.

De esta manera se hace el control del sistema mediante el software LABVIEW.

III. Resultados Experimentales.

Dentro de nuestros resultados experimentales se hicieron pruebas las pruebas de funcionamiento de los dos grados de libertad que se tienen trabajando en este momento, las pruebas consistieron en poner el sistema en una posición deseada de 50mm y se obtuvieron graficas de eficacia del sistema como son los pares aplicados al sistema y los errores de posición que tiene cada uno de los grados de libertad de nuestro sistema.

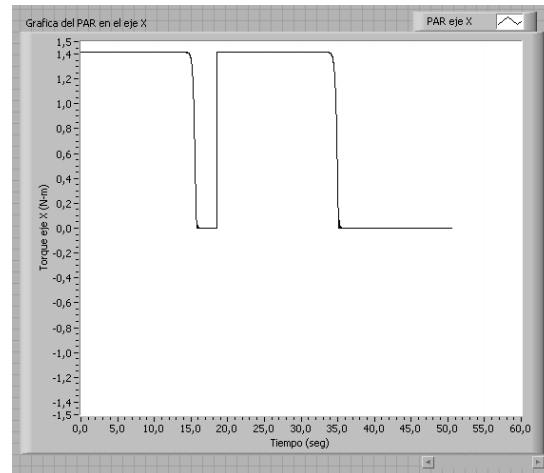


Fig. 16. Grafica de par del eje X

Como se puede observar en la gráfica es el resultado de posicionar el eje x a 50mm de su punto de referencia, dentro de los primeros segundos de funcionamiento del sistema el par que requiere el sistema para moverse es el par máximo que puede proporcionar nuestro motor que en este caso es de 1.4 Nm y cómo va

evolucionando el tiempo de trabajo del sistema se observa que requiere menos par al estar llegando a la posición deseada, en un tiempo de 15 segundos, después de haber llegado a la posición deseada del sistema se regresa al posición de casa y vuelve a requerir el mismo par que requería en el caso anterior

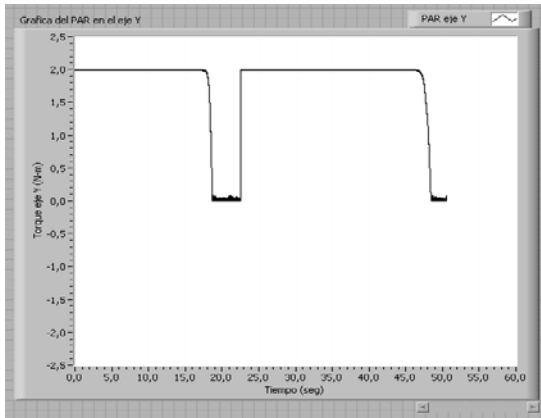


Fig. 17. Grafica de par del eje Y

Para el eje y del sistema cartesiano se sometio a la misma prueba de funcionamiento y como se puede observar al tratarse de desplazar los 5mm el par maximo de nuestro sistema es de 2 Nm el cual esta constante hasta llegar aproximadamente a 17 segundos que es el tiempo que tarda en desplazarse nuestro sistema, despues de este desplazamiento el sistema regresa a su posicion de casa.

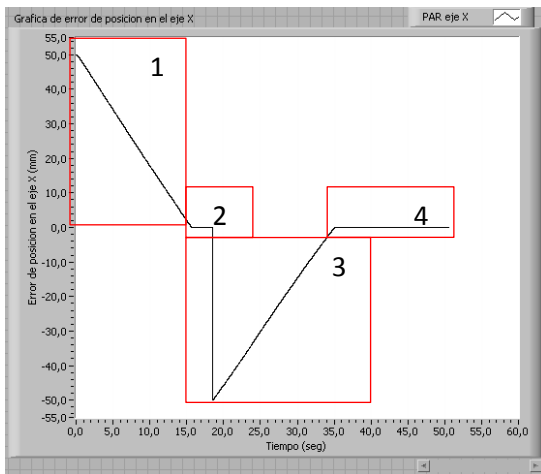


Fig. 18. Grafica de error de posición en X

- 1.- Se le proporciona al sistema una posición de 50 mm tarda en desplazarse el sistema aproximadamente 15 segundos podemos visualizarlo por medio de la pendiente que va disminuyendo.
- 2.- hasta llegar prácticamente a un error mínimo de .000125 m.
- 3.- Después de estabilizarse el error se regresa a la posición de casa y el error empieza a disminuir ahora con un error negativo ya que va de regreso el sistema.
- 4.- Llegar el sistema a la mínima posición de .000125 m.

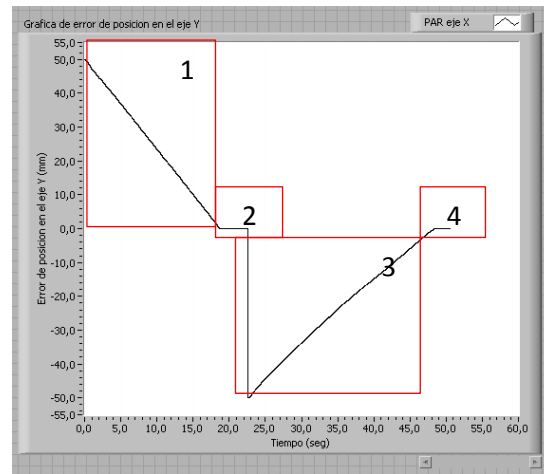


Fig. 19. Grafica de error de posición en Y

Como se había explicado con anterioridad se le proporciono al sistema un desplazamiento de 50 mm.

- 1.- El sistema parte de un error de 50mm se puede observar la grafica de desempeño como empieza a disminuir el error.
- 2.- llega nuestro error a una posición aproximada .0023 m que es la precisión mínima que puede proporcionar nuestro sistema en el eje y.
- 3.- Se le pide al sistema que regrese a su posición de casa ahora parte con un error de -50mm ya que va a regresar a la posición de la que partió.
- 4.- El sistema se desplaza nuevamente hasta llegar a la posición mínima de desplazamiento.

IV. Conclusiones

Se obtuvo el modelo dinámico de nuestro robot de 4 gdl, en base a este se puede predecir con exactitud el comportamiento del sistema realizando simulaciones y observar los pares necesarios para el movimiento del sistema.

De nuestro sistema mecánico podemos observar que con ayuda de estos rieles podremos alcanzar la exactitud que queremos conseguir que es llegar a un error de 2μ , y no solamente alcanzarlos teóricamente, armado el sistema mecánico propuesto. Podemos observar que si se puede llegar a la precisión deseada, con estos de rieles y la combinación de mejores motores reductores, podremos alcanzar la precisión antes mencionada.

Podemos observar que la comunicación de la tarjeta PCI y la PC es muy buena, la aplicación del firmware está ampliamente ligada, se obtuvo grandes conocimientos sobre el uso del protocolo PCI, en el firmware como medio de comunicación entre el FPGA y la PC, se aprendió a simular bloques del firmware se observó el alcance que se puede llegar a tener con este tipo de comunicación, en conjunto con función programadas para el FPGA.

Se realizó el software de control del sistema y se puso a prueba el controlador tangente hiperbólico, teniendo como retroalimentación los enconder de nuestro motor, en base a eso se obtuvo el error de posición de nuestro sistema y resultado bastante efectivo ya que se llegó a la precisión deseada con la ayuda de labview.

V. Referencias

- [1] Usinenouvelle, <http://www.usinenouvelle.com/industry/cif-circuit-imprime-francais-793/offer.html>, consulta diciembre 2010.
- [2] Fernando Reyes Cortes, Robótica control de robots manipuladores, alfa omega, 1er edición.
- [3] Riel de alta precisión, Noviembre del 2012, disponible en: <http://www.preciolandia.com/mx/cnc-riel->

[guia-lineal-20mm-para-routers-c-1bc6ap-a.html](http://www.preciolandia.com/mx/cnc-riel-guia-lineal-20mm-para-routers-c-1bc6ap-a.html).

- [4] Catalogo SBC linear rail system, 22 de Marzo del 1009, disponible en: www.sbcllinear.co.kr.
- [5] Josep Balcells, José Luis Romeral, Autómatas Programables, marcombo, 1997.
- [6] Frank A. Scarpino, Ph.D., Frank Scarpino, Vhdl and Ahdl Digital System Implementation, illustrated, Prentice Hall International, 1998.
- [7] Enrique Mandado Pérez, Yago Mandado Rodríguez, Sistemas Electrónicos Digitales, marcombo, 9ª edición.

Enriquecimiento de Señal de Activación de Frenos ABS para Automóviles

José Vázquez Quezada, Juan Villegas Cortez, Iván Vázquez Álvarez, Carlos Avilés Cruz

Universidad Autónoma Metropolitana, Azcapotzalco. Departamento de Electrónica. San Pablo Xalpa No. 180, Col. Reynosa Tamaulipas, CP 02200, México D.F., josevazquezquezada@gmail.com, juanvc@azc.uam.mx, iva@azc.uam.mx, caviles@azc.uam.mx.

Resumen

El sistema de frenos ABS ha sido ampliamente usado en los automóviles de uso doméstico por su alta eficiencia, y porque con la masificación de su uso el costo se ha reducido. Actualmente la activación de este sistema de frenos depende en gran medida por la pisada abrupta del pedal por parte del conductor del vehículo. En este documento presentamos una propuesta de mejoramiento del sistema de frenos ABS, considerando un enriquecimiento de la señal de activación a partir de un módulo de análisis por visión del espacio de rodamiento, tomando la señal de este módulo a fin de tener activaciones en tiempo aun cuando el conductor no se percata de una situación que amerite usar estos frenos. Aquí se muestra el detalle del prototipo de mezclado-unión de las señales (computadora + visión) cuya implementación simulada en el laboratorio proporciona resultados prometedores.

Palabras clave: ABS, Activación, FPGA, Freno ABS, Reconocimiento de patrones.

I. Introducción

El sistema de Frenos ABS se desarrolló inicialmente para los aviones, los cuales deben frenar fuertemente una vez que han tocado tierra. En 1978 Bosch introdujo el primer sistema electrónico de frenos antibloqueo para automóviles [1].

El ABS actualmente se utiliza en situaciones donde se debe detener un vehículo a gran velocidad, e.g. en una carretera resbaladiza. El ABS permite que se mantenga el control del vehículo en el frenado sin perder el arrastre o tracción, evitando un derrape o amarre de los neumáticos.

El funcionamiento del ABS es simple: cada neumático tiene un sensor de velocidad, cuando se detecta que un neumático se va a patinar, las válvulas presurizan o liberan presión en dicho neumático según lo necesite para evitar el amarre y poder frenar o evadir obstáculos de manera controlada mientras se detiene.

Aunque hay varios modelos de ABS como se muestra a continuación (ver Figura 1), todos constan de cuatro componentes básicos:

1. Sensores de velocidad: Cada neumático tiene un sensor de velocidad que determina cuando está a punto de bloquearse, con la medición de velocidad del mismo.
2. Barras de frenado (válvulas): Línea del líquido de frenos controlado por el ABS. Presuriza o libera presión en el neumático que lo requiera.
3. Unidad hidráulica (bomba): Recupera la presión que se liberó en los frenos mediante las válvulas.
4. Computadora ABS: Recibe las señal de los sensores de velocidad de los neumáticos con esta información opera las válvulas [2].

Una FPGA (Field Programmable Gate Array) es un dispositivo semiconductor que contiene bloques de lógica cuya interconexión y funcionalidad puede ser configurada mediante un lenguaje de descripción especializado. La lógica programable puede reproducir desde funciones tan sencillas como las llevadas a cabo por una puerta lógica o un sistema combinacional, hasta complejos sistemas en un chip. La FPGA tiene la

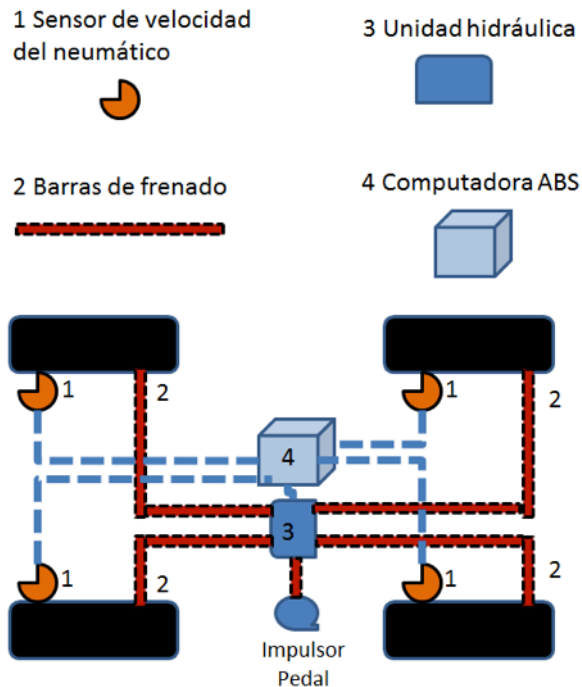


Fig. 1. Diagrama del sistema de Frenado Antibloqueo ABS [3].

ventaja de ser re-programable (lo que añade una enorme flexibilidad al flujo del diseño), su coste de desarrollo y adquisición es bajo y el tiempo de desarrollo es también menor.

El proyecto consiste en tomar la señal de activación del ABS y enriquecerla con la velocidad angular y la señal de coeficiente de fricción adquirida del proyecto "Procesamiento digital de imágenes para determinar la superficie de rodamiento", mismo que está en proceso, para que pueda ser activado el ABS tomando en cuenta la superficie, de esta manera estamos conjuntando el sistema de visión con el sistema ABS.

II. Desarrollo

En este proyecto se genera una señal enriquecida que activa el sistema ABS de un automóvil incorporándole una señal de coeficiente de fricción (obtenida por imágenes del proyecto "Procesamiento digital de imágenes para determinar la superficie de rodamiento") a las

señales responsables de la activación del freno. A continuación en la Figura 2, se muestran detalladamente los bloques de la metodología del proyecto y el camino de las señales recibidas del escáner; así como el coeficiente de fricción representado en el diagrama con una nube, debido a que éste mandará una señal con valor establecido de 0 y 1, 0 significa que el valor de coeficiente de fricción es mayor al límite propuesto y por lo tanto no se requiere activar el sistema ABS, 1 es el caso contrario. En un principio se sustituye esta entrada por una señal controlada con valor lógico 0 y 1 ya que el proyecto de procesamiento de imagen se trabaja en paralelo. Utilizando el simulador ABS generaremos las gráficas y las expectativas de los resultados que se esperan conseguir, ya sean de disminuir el tiempo de frenado, la distancia y evitar que exista pérdida de control.

A continuación presentamos las fases de desarrollo del proyecto.

- Configuración del simulador ABS (ver figura 3):

Se inicia con la configuración del simulador ABS del laboratorio para saber las reacciones que tendrá el sistema de frenos ABS en condiciones reales; de esta manera los resultados servirán para saber si se logró conseguir una mejora en la reacción del sistema.

- Calibrar el escáner:

Se calibra el escáner para que las señales que mande sean acordes al modelo del automóvil ya que este escáner reconoce una gran cantidad de marcas de autos, de esta forma nos aseguramos de que las señales enviadas son correctas y útiles para el proyecto.

- Reconocimiento de señales del escáner y coeficiente de fricción:

El escáner manda una gran cantidad de señales del motor, frenos, tablero y luces, por esto debemos separar las señales de los neumáticos que activan el freno.

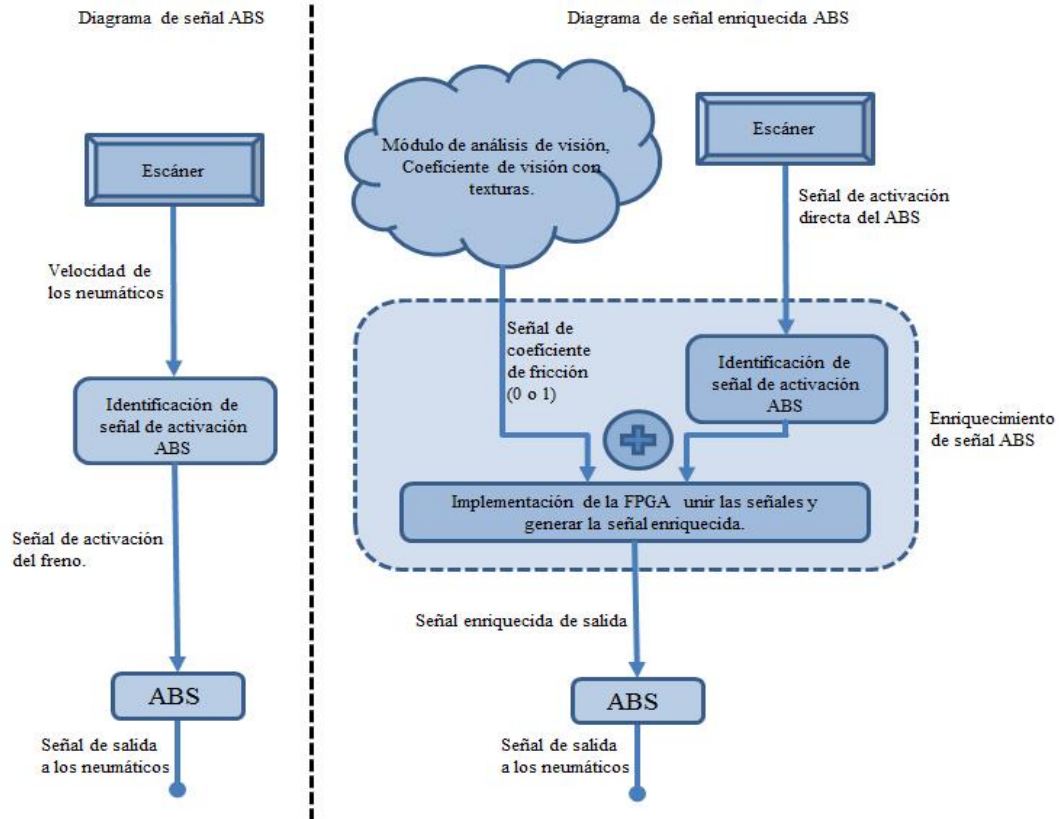


Fig. 2. Diagrama general de la metodología del proyecto.



Fig. 3. Simulador ABS.

La señal enviada del procesamiento de imágenes se manipula para construir la señal enriquecida, mediante pruebas se ven los resultados con valor de 1 ó 0 para activar el freno ABS. Se muestra como un módulo ya que el coeficiente de fricción

es una señal que proviene de otro sistema.

- Conexión de la FPGA con el escáner, el simulador ABS y la computadora:

Se conectan las señales de los neumáticos del escáner a la FPGA juntando la señal del coeficiente de fricción, y la FPGA mandará la señal enriquecida al simulador conectado a la computadora (motivo por el cual se debe comprobar que las herramientas se reconozcan sin ningún problema, evitando que exista interferencia o distorsión en las señales. Para ello instalamos los controladores necesarios y las utilerías que se requieran).

- Implementación del proceso para unificar las señales:

Se implementa un proceso basado en la FPGA (ver figura 4) que analiza constantemente el valor de las señales enviadas dando un 1 ó 0 como valores y se determina si el freno se debe activar o no, mandando esto como resultado de la señal enriquecida que sea capaz de activar de manera

óptima el sistema ABS, evitando un bloqueo en las ruedas.

III. Especificación técnica

El proyecto que se presenta se realiza con el programa NI ELVIS que se apoya en el lenguaje descriptivo VHDL y MATLAB como apoyo para modificar las características deseadas en el simulador ABS.

El tipo de regulación de los neumáticos que se usará es “Select-low”, donde dos neumáticos de un eje se controlan con un sensor que detecta cuando un neumático esta propenso a bloquearse, los sensores se colocan normalmente junto a las ruedas y reportan la velocidad, aceleración y deceleración de éstas. La clasificación del sistema ABS por su número de canales será de “cuatro canales y cuatro sensores”, este sistema cuenta con una o varias electro válvulas y un sensor para cada neumático, como se muestra en la Figura 5.

- Configuración del simulador ABS:

Respecto a la configuración del simulador, tomaremos la configuración de cuatro sensores y

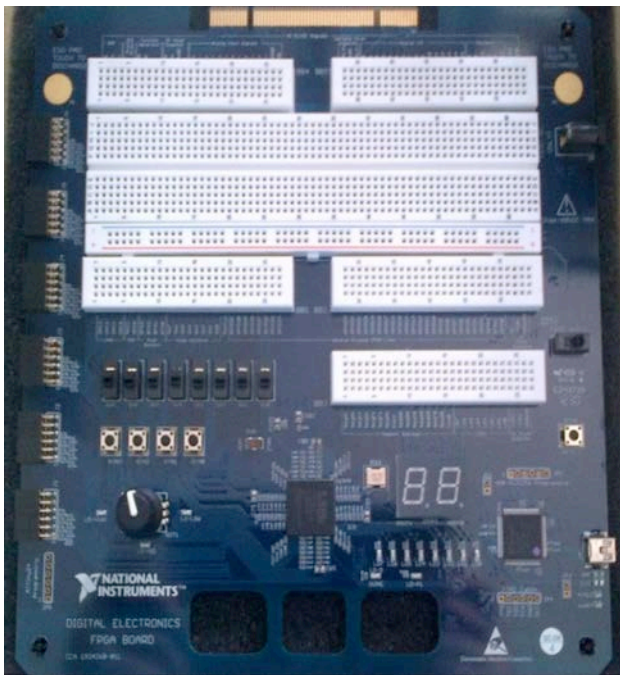


Fig. 4. FPGA NI ELVIS II.

cuatro canales mostrado (ver Figura 5), tomando la velocidad de un neumático delantero y uno trasero para la activación del freno y la regulación Select-Low, que es la más común en los automóviles de agencia, mediante un programa en MATLAB y asistido por las señales del escáner, se ingresan los valores deseados de velocidad y frenado.

La calibración del escáner se llevara a cabo siguiendo el manual proporcionado debido al gran número de marcas de automóviles que es capaz de reconocer, en esta fase se selecciona el modelo del automóvil. Hecho lo anterior al escáner envía señales precisas ya que cada automóvil según su marca y modelo genera pequeñas variaciones en sus señales, pues pequeñas variaciones en peso y diseño afectan el agarre de los neumáticos.

De las señales que se reciben del escáner se identifican y separan los que vienen de los neumáticos y la señal que va dirigida a la activación del freno ABS comprobando si el valor es 1 ó 0 y las acciones que se toman, también se verifica que acción se realiza con la señal de coeficiente de fricción en valores de 1 ó 0.

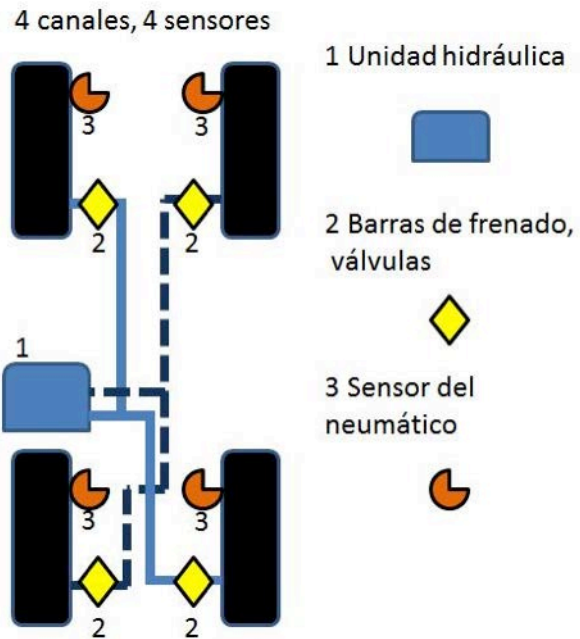


Fig. 5. Diagrama de circuitos de ABS [2].

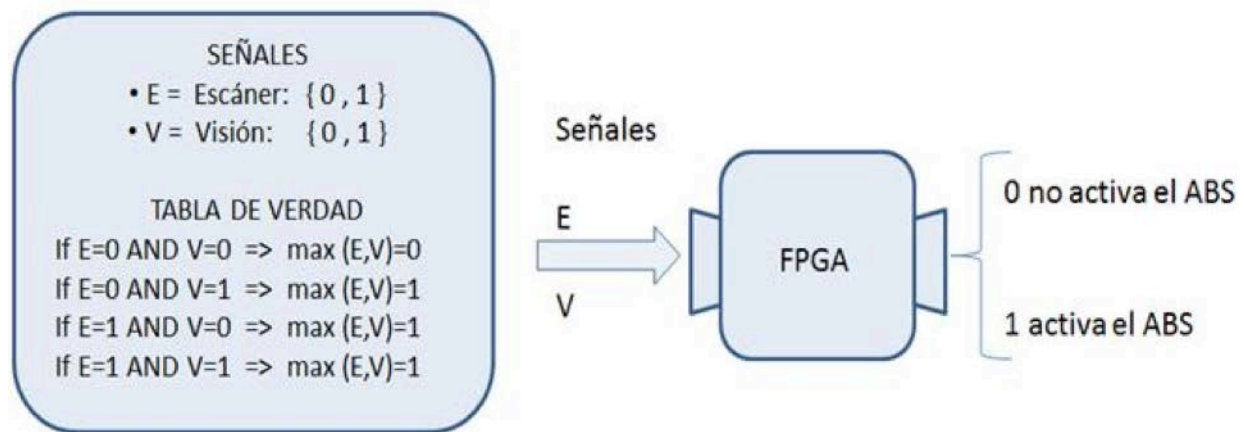


Fig. 6. Tabla de verdad de señales de activación del sistema ABS.

La conexión FPGA con la computadora es a través del software NI ELVIS este reconoce la tarjeta FPGA mediante conexión USB, enseguida se comprueban e instalan las utilerías necesarias para la comunicación exitosa. Mediante el software NI ELVIS indicamos a la FPGA como acoplar las señales, no se realiza programación estrictamente, ya que esta tiene celdas que se configuran como una memoria (FLIP-FLOP tipo D), como multiplexor o con una función lógica tipo NAD, OR, XOR. La labor del programador es definir esta función lógica. Para ello se cuenta con entornos de desarrollo especializado HDL (Hardware DescriptionLanguage), como son: Verilog, ABEL y VHDL.

El coeficiente de fricción se transforma en una señal con valor lógico de 0 ó 1, de acuerdo a un umbral que se defina para identificar una situación de riesgo, un coeficiente de fricción de 0.5 que se relaciona con asfalto mojado es un límite adecuado, por otro lado, las señales de activación procedentes del escáner de igual manera tienen un valor lógico de 0 o 1, así con su unión se obtiene la señal enriquecida. Esto se genera usando la tabla de verdad mostrada en la Figura 6.

IV. Resultados

En la Figura 8 hemos marcado el derrape, la velocidad en los neumáticos y la duración de activación del freno, que son los aspectos que se desean reforzar con el fin de perfeccionar el sistema de frenos ABS. Primero que nada

notamos como el derrape (slipsat) se reduce ligeramente debido a la velocidad, enseguida la velocidad del neumático (VWheel) dura más en la Figura 7 y dura menos en la Figura 8, esto indica que activar el freno con anticipación ayuda a frenar totalmente el automóvil en un tiempo menor, además notamos en la gráfica como el freno queda activado micro-segundos después de estar totalmente inmóvil y finalmente podemos ver el tiempo de activación del freno notando que al activar el freno con antelación frena más rápido en espacios similares en ambas figuras pero tenemos un ahorro de tiempo de segundos lo que se puede ampliar un poco más a mayores velocidades y sin olvidar el hecho de la importante disminución de derrape del automóvil.

En la Figura 9 y Figura 10 se realiza otra comparativa de graficas del automóvil con una velocidad de 34 km, esta vez en esta ocasión no es necesario marcar las diferencias en las gráficas pues, como se mencionó anteriormente, a mayor velocidad se notara la diferencia más marcadamente, en esta última notamos como se muestra 1 segundo de diferencia en todos los aspectos

Como conclusión final podemos afirmar que incorporar el sistema de visión es una manera óptima de enriquecer la señal del freno aportando un elemento más al basto conjunto de señales que activan el freno ABS ya que además de obtener un mejor tiempo de reacción que es lo que se deseado, hemos conseguido un desempeño adecuado y óptimo del freno

V. Conclusiones

En el presente trabajo se presentó una propuesta de mejora del desempeño del sistema ABS, adicionando un sistema de visión por computadora, lo que se comprueba al integrar dicha información es la mejora del tiempo de respuesta de activación, ya que en lugar de esperar a que se inicie el proceso de frenado y se presente una situación cercana al bloqueo, se detecte una situación de riesgo, debido al tipo de superficie por la que se circula, y el sistema ABS se active al momento de iniciar el proceso de frenado.

Un resultado obtenido es que puede prolongar la vida útil del freno reduciendo sus costos de mantenimiento, siendo un extra al aumento de su nivel de seguridad. También se puede hacer mención de la posibilidad de anexar señales, y esto da pie a la incorporación de otras diversas opciones de señales para activar el freno, como lo son cámaras traseras y laterales que se trabajan en sistemas para estacionar vehículos, o sensores colocados en los neumáticos entre muchas otras.

Acorde con los resultados mostrados se obtiene el desempeño esperado en la fase aún de simulación con la instrumentación de laboratorio, y esperamos antes de terminar este año poder realizar la integración con el sistema de visión externo y validar la operación en tiempo real. Los resultados obtenidos se estarán reportando y se podrá validar el rango de separación en error de desempeño, para este modelo, entre la aplicación real y la simulada.

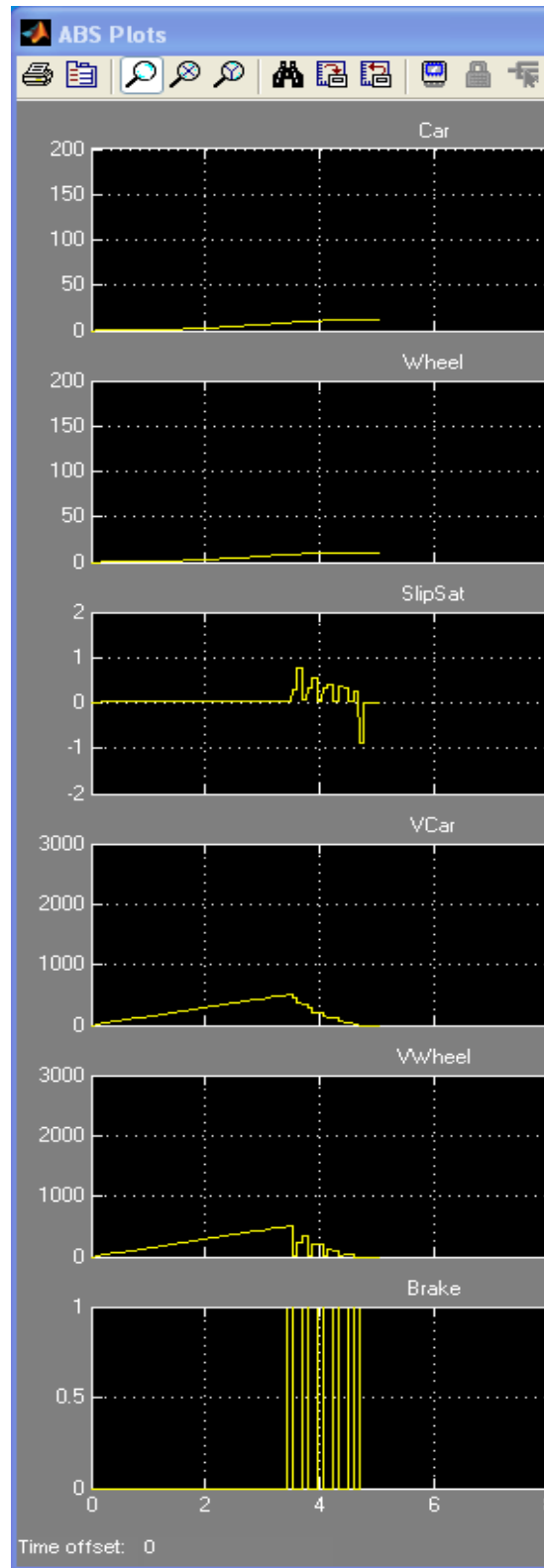


Fig. 7. Grafica del freno ABS normal.

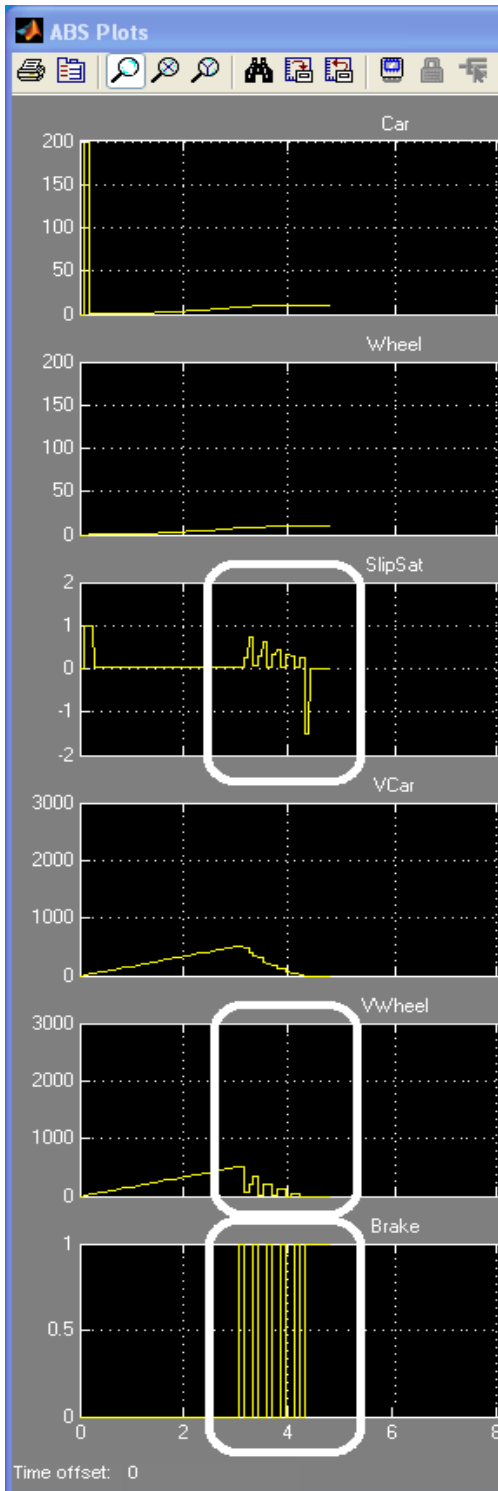


Fig. 8. Grafica del freno ABS activado con anticipación.

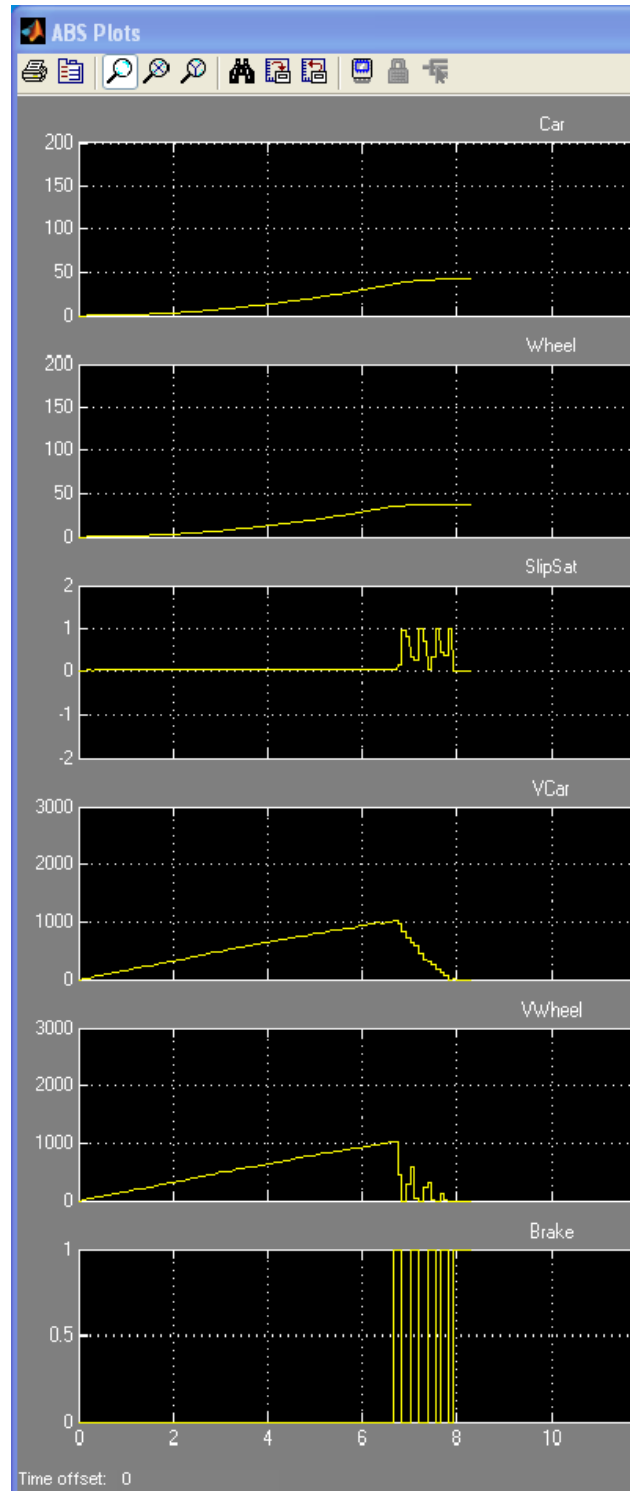


Fig. 9. Grafica del freno ABS sin activar a 34 km de velocidad.

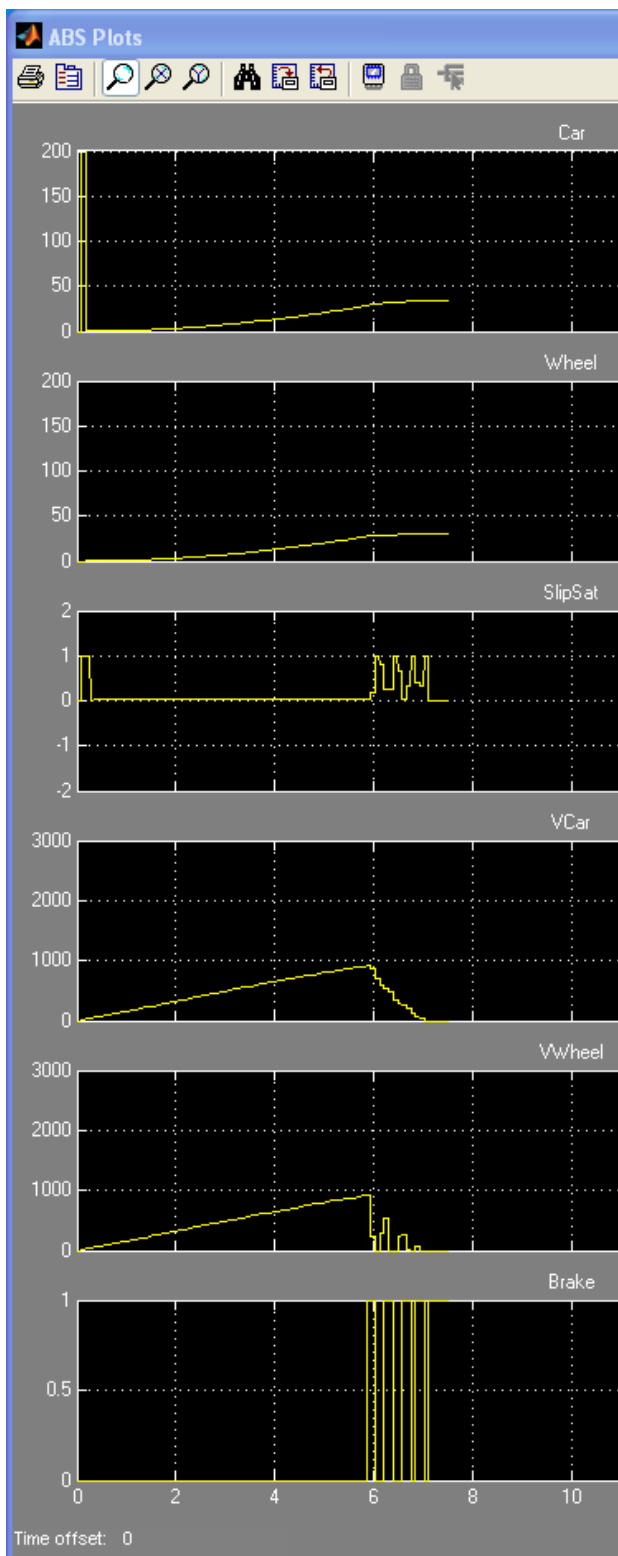


Fig. 10. Grafica del freno ABS activado con anticipación a 34 km de velocidad.

VI. Referencias

- [1] Martí P, Alberto Frenos ABS. Editorial Alfaomega, 1995, pp. 45-60.
- [2] BOSCH, Automotive Handbook, BentleyPublishers.com, 2007, pp. 840-897.
- [3] Club de autos Chrysler, Dodge & Jeep recuperado 23 Mayo 2013, de, <http://www.mopar-extreme.org/foro/showthread.php?14084-Frenos-ABS>
- [4] Pérez López, Francisco Javier, “Implementación de control por modos deslizantes para sistema ABS”, Proyecto terminal, División de Ciencias Básicas e Ingeniería, Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco, México, 2010.
- [5] Mendoza Velazco Ricardo, “Implementación de control PID para sistema ABS”, Proyecto terminal, División de Ciencias Básicas e Ingeniería, Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco, México, 2010.
- [6] Osorio Hernández Jonathan Jhesael, “Aplicación de control por modelo inverso a sistema ABS”, Proyecto terminal, División de Ciencias Básicas e Ingeniería, Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco, México, 2011.
- [7] Maosheng Ye, “Road surface condition detection and indentification and vehicle Anti-Skid control”, Cleveland State University, 2008, URL: <http://etd.ohiolink.edu/send-pdf.cgi/Ye%20Maosheng.pdf?csu1227197539>
- [8] Wang Ji, Chuanxe Song, Liqiang Jin, “Modeling and Simulation of automotive four-channel Hidraulic ABS Based on AMESim and Simulink/Stateflow”, Jilin University, Changchun, China, 2008.
- [9] Reza Kazemi, Khosro Jafari Zavieyeh, “Development of a new ABS for passenger cars using dynamic surface control method”, Proceedings of the American

Control Conference, Arlington, VA, June 25-27 2001, pp 1-7.

- [10] ZHANG Jing-ming, SONG Bao-yu, “The Research of ABS Performance Examination Experiment Based on Virtual Technique”. International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation, School of Mechanical and electrical Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin, China, 2009.
- [11] Bonilla Nieto, Jorgue Washington. “Diseño y adaptación de un Sistema de seguridad active para estacionamiento vehicular y monitoreo continuo”, URL: <http://repositorio.espe.edu.ec/handle/21000/5766> Escuela Politecnica del Ejercito, Ecuador, Agosto 2012.

Dr. Carlos Avilés Cruz estudio su doctorado en Grenoble, Francia. Sus áreas de interés son El Reconocimiento de Patrones, la Visión por Computadora, los clasificadores Bayesianos, el Aprendizaje Automático y el desarrollo de algoritmos bioinspirados.

VII. Autores

C. José Vázquez Quezada es estudiante próximo a graduarse de la Ingeniería en Computación en la UAM Azcapotzalco. Sus áreas de interés es el desarrollo de aplicaciones móviles interactivas, la implementación de soluciones en sistemas embebidos y la Visión por Computadora.

Dr. Juan Villegas Cortez obtuvo su título de Doctor en Ciencias de la Computación con especialidad en Reconocimiento de Patrones y Algoritmos Evolutivos, sus áreas de interés es la Visión por Computadora, el Reconocimiento de Patrones, el desarrollo e implementación de algoritmos Evolutivos-bioinspirados y el Aprendizaje Automático.

Dr. Iván Vázquez Álvarez obtuvo su doctorado con especialidad en Sistemas de Control. Sus áreas de interés son el Reconocimiento de Patrones, el Aprendizaje Automático y la implementación de soluciones en sistemas de frenos ABS orientadas al sector automotriz.

UAMIBOT: Un Robot Móvil Didáctico Multifunciones

Joel Ricardo Jiménez Cruz, Donaldo Cruz Garrido

Laboratorio de Cibernética, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad Autónoma Metropolitana-Iztapalapa, Av. San Rafael Atlixco 186, Col Vicentina, 09410, México, D.F., jejr@xanum.uam.mx.

Resumen

Se describe el diseño y construcción de UAMIBOT, un robot que es útil en la enseñanza de varias materias relacionadas con las ingenierías y las ciencias básicas en diversos niveles educativos. En sus diferentes fases de desarrollo se ha utilizado en las materias de circuitos digitales e inteligencia artificial a nivel licenciatura y a nivel de secundaria y preparatoria en educación continua. Las funciones del robot actual son: seguimiento de líneas, recorrido de laberintos, actividad de sumo y actividades de algunos vehículos de Braitenberg. El robot está construido con partes económicas que se consiguen fácilmente, por lo que su mantenimiento es posible en cualquier momento.

Palabras Clave: Recorrido de laberintos, Robot multifunción, Robótica educativa, Seguimiento de líneas, Sumo, Vehículos de Braitenberg.

I. Introducción

La robótica es un campo multidisciplinario que ha evolucionado rápidamente debido al enorme aumento de poder computacional y la disponibilidad de una variedad de sensores y actuadores. Su evolución se ha debido al vertiginoso avance científico y tecnológico. La tecnología y en particular la mecatrónica han hecho posible la forma y el movimiento “quasi-humano” en los robots, como por ejemplo, el robot Honda que ahora corre más rápido, se balancea en superficies irregulares, salta en un pie o sirve una bebida a los asistentes (<http://www.youtube.com/watch?v=Uc5ujdfIW0U>).

Científicamente, la aplicación de la Ingeniería, la Computación y específicamente las neurociencias computacionales han contribuido al avance del aprendizaje, del razonamiento y de otras funciones superiores como el intelecto, la conciencia y las emociones en los robots. Aunque son difíciles de modelar, las funciones superiores, ya están empezando a aparecer, de manera primitiva, en los robots actuales.

La capacidad de aprender, para actuar de forma autónoma y para interactuar con los seres humanos y su medio ambiente, se ha incrementado notablemente en los robots. Estos atributos son necesarios para que tengan éxito al realizar las tareas encomendadas [1].

La incisión de robots en el entorno actual, toca cada parte de la actividad del ser humano. Se pueden encontrar nano-robots que circulan por las arterias, robots en las profundidades del fondo del mar o en reactores nucleares, robots que ayudan en las cirugías o en la cocina, robots mascotas que juegan o acompañan a los niños y a los ancianos, o robots que realizan exploraciones planetarias o búsquedas de información en sitios en internet [2].

La revisión en la literatura revela que la aplicación de los robots en la educación es un campo creciente que impacta la educación de la ciencia y de la tecnología en todos los niveles; desde kínder hasta la universidad. La robótica educativa es una herramienta muy poderosa que proporciona actividades lúdicas con experiencias constructivistas en un medio de aprendizaje

atractivo e interactivo que alimenta el interés y la curiosidad de los estudiantes [3].

En esta línea de pensamiento, se ha construido UAMIBOT, un robot con varias funciones que se puede utilizar en cursos de robótica. En las secciones que siguen se describen las fases de desarrollo que ha experimentado, se explican sus partes constitutivas y sus funcionalidades. Finalmente se comenta su utilidad y aplicación educativa.

II. Robots en la educación

El desarrollo de robots para utilizarlos con fines educativos, tiene la intención de motivar y enseñar a niños y jóvenes, las ciencias relacionadas con la robótica, y por otro lado, que estos robots sirvan como plataformas para experimentar y explicar múltiples teorías y fenómenos de las ciencias.

La robótica en el aula enriquece estrategias de aprendizaje como la colaboración, lo lúdico y el aprendizaje basado en problemas que apoyan la formación integral de los estudiantes. El aprendizaje de y para la robótica puede lograrse desde dos puntos de partida diferentes: a partir de la conceptualización sobre robótica y/o a partir del diseño y construcción de aparatos robóticos [4].

En cursos de robótica, los robots se utilizan para integrar la teoría con la práctica, ya que son modelos de aplicación multidisciplinaria que incluyen temas como sensores, controles, mecatrónica, cinemática y programación de conductas en el robot. De esta manera, los estudiantes se involucran en la teoría, pero también se ven enfrentados a los desafíos del mundo real donde se presentan errores y limitación por parte de los sensores y actuadores [5].

Uno de los mayores dilemas al momento de diseñar un curso es la elección de la plataforma robótica a utilizar. Existen en el mercado una infinidad de opciones sobre plataformas robóticas que se pueden utilizar en la educación, entre ellas se tiene a Lego MindStorms, Lynxmotions,

VexRobotics, el robot Finch o el robot Scribbler. Estos robots, se pueden utilizar para aprender conceptos y fenómenos importantes de la electrónica, computación y de las ciencias básicas.

De ellas, las plataformas que más frecuentemente se utilizan son las de Lego MindStorm (http://es.wikipedia.org/wiki/Lego_Mindstorms) que son apropiadas para todos los niveles educativos y que están basadas en principios educativos principalmente, cognitivistas y constructivistas, en donde el estudiante es el centro de proceso de aprendizaje, que desempeña un papel activo y que amplía su conocimiento a través de la manipulación y la construcción de objetos.

Con las piezas de MindStorm se pueden construir máquinas que simulan comportamientos de animales reales, a través de un aparato sensorial (por ejemplo, sensores sensibles a la luz o al calor), un sistema motor (tales como brazos mecánicos o ruedas controladas por motores) y un cerebro (representado por un programa de ordenador que controla el sistema motor utilizando la información del aparato sensorial). Estas máquinas se utilizan con propósitos educativos y de investigación básica en campos como la Psicología, la Etología y la Robótica [6].

A veces, el comprar un robot supone un gran desembolso económico, por lo que algunas iniciativas parten de un diseño propio específico para su uso en los procesos de enseñanza y aprendizaje.

Por ejemplo, [7] utiliza en sus cursos el robot Rovio que está equipado con una cámara de color montada sobre una cabeza móvil, un odómetro, sensores infrarrojos para la navegación y detectores de obstáculos. La comunicación con el robot se realiza de manera inalámbrica.

[8] describe el diseño y construcción de un robot móvil para ser utilizado como herramienta docente en asignaturas de electrónica. Para controlar al robot se utiliza una PC portátil (así se

trabaja en un entorno conocido y la curva de aprendizaje es mínima). Se utiliza una tarjeta como interfaz entre la PC y el robot para controlar los actuadores y demás transductores incorporados en el robot. En el software de control, se han incorporado funciones y procedimientos de alto nivel en la biblioteca de C que el alumno utiliza para crear sus propios programas.

Desde el punto de vista de software, el robot se programa a través del lenguaje ensamblador o de un lenguaje de alto nivel para disponer de varias conductas. Se puede utilizar el clásico C o lenguajes más modernos como Ruby y Python con los cuales se pueden enseñar las materias de algoritmos o estructura de datos. Las rutinas principales se pueden programar en el micro del robot o a través de una computadora, que monitoree el estado de los sensores, tome decisiones y controle las acciones del robot [9].

En la Universidad Autónoma Metropolitana Iztapalapa (UAMI) se ha diseñado y construido a UAMIBOT, un robot con un enfoque educativo que puede realizar varias funciones, entre ellas; el seguimiento de líneas, el recorrido de laberintos, la actividad de sumo y las actividades de algunos de los vehículos de Braitenberg.

III. Desarrollo del robot UAMIBOT

UAMIBOT, en sus diferentes etapas de desarrollo, se ha utilizado en las materias de circuitos digitales e inteligencia artificial y en cursos de educación continua relacionados con la robótica. Su aplicación ha sido a nivel de secundaria, preparatoria y universidad.

En una primera fase de desarrollo se implementaron las funciones de algunos vehículos de Braitenberg en un robot que contenía circuitos digitales como el NE555 y que se iba desarrollando en los cursos de diseño lógico y circuitos digitales combinacionales y secuenciales (figura 1). En los vehículos de Braitenberg se tienen dos sensores de luz que se pueden conectar en forma directa, cruzada, inhibitoria y excitatoria a los motores para

obtener las funciones del vehículo 1, 2 y 3 (más información posteriormente). La velocidad de los motores está modulada en frecuencia por la intensidad luminosa del medio ambiente.

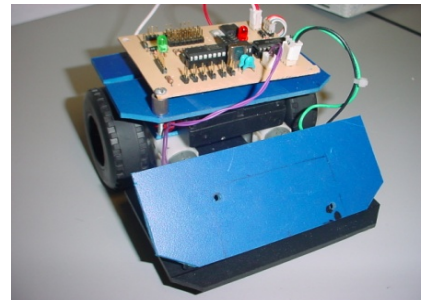
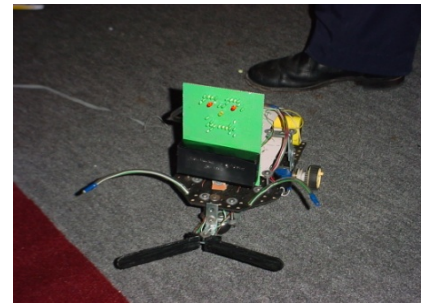
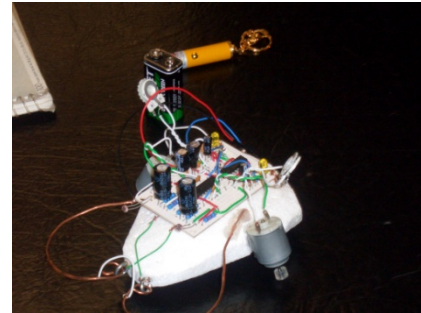


Fig. 1. Diferentes etapas iniciales en el desarrollo de UAMIBOT.

También, desde hace 5 años, se han construido varios robots que han participado en competencias de carreras de velocistas, en recorrido de laberintos o en lucha de sumo (figura 2). Fruto de las experiencias en docencia y de haber participado en estas competencias, se reunieron los diseños de cada uno de estos robots en un solo robot multifunciones con el fin de utilizarlo en diferentes cursos.



Fig. 2. Participando en una competencia robótica.

IV. Descripción de sus partes constitutivas

UAMIBOT es un robot móvil autónomo que está constituido por un sistema motorizado diferencial. Funciona con 6 pilas AA y tiene sensores infrarrojos para la localización de obstáculos, de líneas y del contrincante en sumo y foto-resistencias para la detección de la intensidad luminosa del medio ambiente.

Para su control se ha desarrollado una tarjeta basada en el microcontrolador Microchip PIC18F4550 a 12 MHz con 32KB de memoria flash y 2KB de RAM. Su programación se realiza en lenguaje ensamblador y en lenguaje C. Además, se implementaron varias subrutinas para los movimientos de los motores y la detección de sensores que se incorporaron a la biblioteca de C, de tal manera que su programación es más modular. Por ejemplo, para adquirir señales de los sensores y maniobrar los motores se tendría la siguiente porción de código:

```

.....
.
#include <sensores.c>
#include <motores.c>
void main() // Programa Principal
{
    Byte Dato;
    initialize();
    Inicializa_Motores();
    Inicializa_Sensores();
.
.....

```

La tarjeta electrónica del robot se alimenta de un regulador LM2940CT-5.0 y los motores toman el voltaje directamente de las pilas.

Los sensores infrarrojos (QRD1114) para la detección de las líneas se conectan al convertidor analógico-digital del microcontrolador. La parte motriz se regula con un circuito integrado tipo puente H (SN754410) que es modulado por el PWM del microcontrolador. Un diagrama a bloque del circuito electrónico se aprecia en la figura 3.

La parte mecánica, que se ha hecho de aluminio o de plástico, permite reunir la actuación de todas las operaciones del robot (figura 4). Tiene en la parte frontal dos tipos de sensores; los sensores infrarrojos que le permite evitar los obstáculos, detectar al contrincante y fotoceldas que le permiten medir la intensidad luminosa del medio ambiente. Al mismo tiempo, este frente, que está en forma de rampa, le sirve para las luchas de sumo. En la parte inferior se encuentran localizados los sensores infrarrojos para la detección de las líneas.

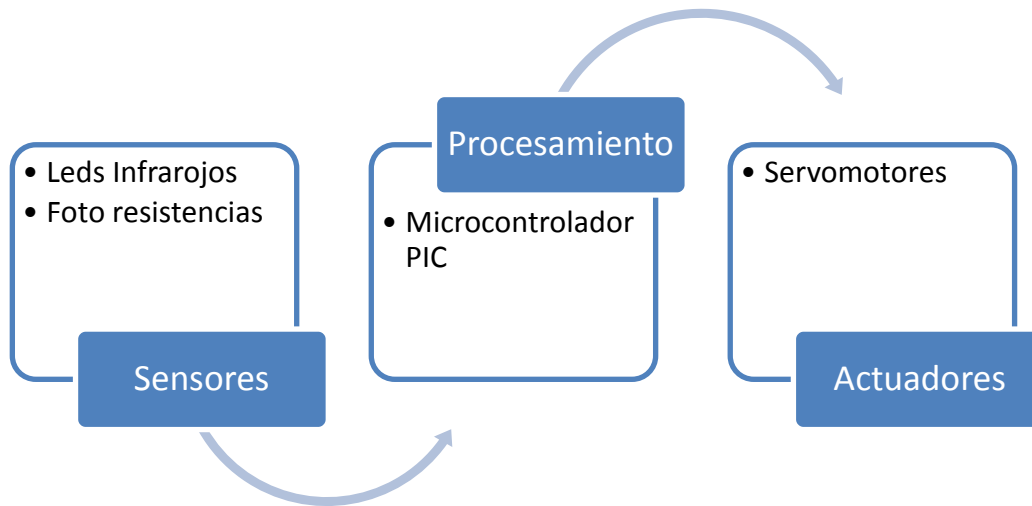


Fig. 3. Diagrama a bloques del circuito electrónico del robot.

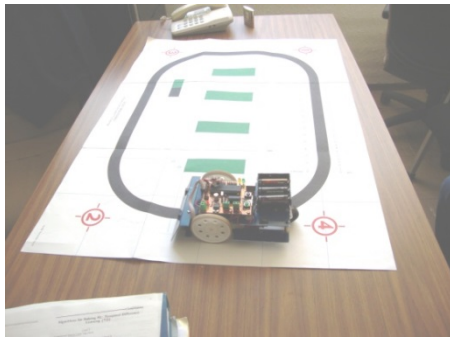


Fig. 4. El robot actual recorriendo un circuito.

V. Funcionalidades del robot

Una de la funciones de UAMIBOT es la lucha de sumo que permite probar diferentes estrategias de programación.

El robot sumo es una actividad llamativa, completa y sencilla de implementar. El robot debe ser autónomo y lograr mantenerse dentro del tatami, intentando expulsar al contrincante del mismo. El tatami es una mesa circular, normalmente negra, con una franja blanca como borde. Esta franja se coloca para que el robot pueda detectar fácilmente cuando llegó al borde del área de juego. Pierde el robot que cae o es empujado fuera del círculo. Cada competencia del robot sumo posee un reglamento particular

que incluye tamaño y peso máximo, elementos permitidos y prohibidos en los robots, diámetro del tatami, ancho de la franja en el borde, ubicación inicial de los robots, sistema de puntaje y penalizaciones (por ejemplo la pérdida del combate por el desprendimiento de partes), tiempo de lucha, tiempo de arranque y cantidad de rounds, sistema de competencia, calificación, eliminación, llaves, rondas, requisitos para participar, reglas de conducta, jurado, etc.[10].

Los robots seguidíneas son muy populares en el nivel medio superior y superior. Su uso motiva mucho a los estudiantes para aprender de manera activa la implementación de habilidades inteligentes en los robots [11].

El seguimiento de línea, en UAMIBOT, permite el recorrido en un circuito cerrado y con un control PID admite que se ajuste al recorrido de los laberintos. El recorrido de líneas se puede utilizar para explicar fenómenos ingenieriles y biológicos como búsquedas o para modelar el aprendizaje en laberintos a que se someten las ratas en el laboratorio. Estos experimentos se han simulado, en la UAMI, en materias relacionadas con la Inteligencia Artificial.

También con UAMIBOT se pueden simular los vehículos de Braitenberg[12]. La implementación de estos vehículos, por su sencillez, es una de las herramientas didácticas que más se utilizan en cursos de robótica ya que pueden explicar un sinnúmero de aplicaciones relacionadas con los aspectos conductuales de la inteligencia artificial, aspectos ingenieriles y aspectos biológicos de los seres vivos [13].

Los vehículos de Braitenberg son carros que idealizan el comportamiento animal y lo expresan por medio de un lenguaje psicológico. Cada vehículo tiene sensores, efectores y conexiones entre ellos. Uno de los conceptos más importantes que maneja Braitenberg es la evolución que los vehículos van experimentando en la adaptación con su medio ambiente, de acuerdo a la complejidad en sus conexiones. La forma (cruzadas o no) y el tipo (excitación o inhibición) de conexiones determinan su comportamiento (figura 5).

UAMIBOT puede simular los vehículos que se estudian en los primeros tres capítulos del libro de Braitenberg (de la página 1 a la 14). El vehículo 1 que es un paseador, el vehículo 2 representa al miedo o la agresión y el vehículo 3 actúa como amoroso o explorador.

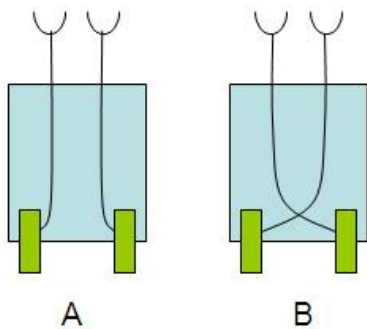


Fig. 5. Conexiones directas o cruzadas, excitatorias o inhibitorias en los vehículos de Braitenberg.

UAMIBOT puede mostrar comportamientos muy complejos que resultan al realizar programas que incluyen y combinan todas o algunas de funciones del seguimiento de línea, sumo y algunas actividades de los vehículos de Braitenberg.

VI. Comentarios

La construcción de un robot permite al estudiante una introducción práctica a la programación y la electrónica, sin profundizar inicialmente en su teoría, hace que se pierda el miedo y se adquiera confianza en otras materias. Trabajar en un espacio de aprendizaje tan motivado, hace más fácil la captación de conceptos teóricos y prácticos a medida que éstos son requeridos para diseñar, construir, mejorar o poner en funcionamiento al robot.

También, los robots brindan a los alumnos conocimientos sobre mecánica, materiales, física, control y robótica y experiencias como trabajo en grupo y resolución de problemas prácticos, incorporando y apropiándose de conceptos teóricos y prácticos, intercambio de ideas, planificación y estrategias, autosuperación y demanda de conocimientos.

El robot es una herramienta que motiva al estudiante. Los robots se utilizan en las escuelas o colegios para diferentes propósitos y empleando diferentes metodologías de enseñanza. El uso más normal es emplearlo como una herramienta para aprender a programar pero se puede utilizar para enseñar otras disciplinas.

En realidad el robot se puede ver como un paquete que contiene la estructura y los componentes necesarios para introducir a los estudiantes en los fundamentos de las computadoras y de la programación, combinando e integrando conceptos de hardware y de software en un solo proyecto.

Es posible enseñar y aprender dispositivos electrónicos y electrónica básica. El diseño del microcontrolador del robot sirve para introducir los fundamentos de hardware de una computadora (estructura de von Neumann o Harvard). Estos micros contienen todos los componentes de un procesador típico: un CPU, memoria y periféricos.

Una visión importante es que los robots que se utilizan en docencia e investigación se conviertan

en verdaderos laboratorios o bancos de prueba donde se puedan estudiar, simular y probar teorías de todo tipo, desde teorías fisiológicas y psicológicas hasta las sociales.

La programación del robot UAMIBOT, además de ensamblador y C, se podría implementar en otros lenguajes como Java o Phyton. Más aún, se piensa incorporar componentes de programación gráficos como los tienen las piezas armables de MindStorm de Lego o el lenguaje Scratch.

Una aplicación que se empezando a elaborar en base a UAMIBOT es la conexión de un módulo de comunicación inalámbrica con el fin de que se pueda utilizar en prácticas y estudios de sistemas multiagentes.

En un futuro, se piensa utilizar el robot para que al final de un curso, el alumno pueda participar en una competencia dentro de la escuela que promueva la modalidad constructivista y privilegie el aprendizaje inductivo y el descubrimiento guiado.

La construcción física del robot se conservará como un prototipo multipropósito con el fin de mantener los costos bajos y ofrecerlo también en forma de Kit para que el estudiante ponga en práctica la habilidad de armado del robot a través del diagrama que se proporcione y se enseñe a utilizar el cautín para el soldado de las partes eléctricas.

VII. Conclusión

A pesar de que actualmente el desarrollo de la robótica es impresionante y se pueden encontrar robots muy sofisticados en el mercado nacional e internacional. Un robot que sea relativamente barato y de acceso popular, como UAMIBOT, es una herramienta didáctica muy útil en los ambientes educativos nacionales de diferentes niveles escolares. Su uso puede contribuir a que más estudiantes se vean interesados en carreras de índole técnica.

Uno de los propósitos de la educación actual es considerar al estudiante como un elemento activo y gestor de su propio aprendizaje. La tecnología

en general y la robótica en particular son medios ideales para que se lleve a cabo estos propósitos.

Los retos y beneficios de la educación en robótica también son útiles en comunidades marginadas como Qatar y Ghana[14]. De igual manera podrían ser útiles en comunidades del territorio nacional.

Si se agregan otros sensores y dispositivos como un recolector de objetos, sensores de temperatura, cámara o sensores ultrasónicos, UAMIBOT se podría utilizar en investigación. Este robot se puede considerar como un laboratorio móvil donde se puede combinar la enseñanza de software y hardware (materias que normalmente se imparten por separado).

Una idea importante es la motivación que puede tener el alumno al enfrentarse al desafío de programar diferentes conductas en el robot. En estas circunstancias, el alumno se ve involucrado e interesado en conceptos y fenómenos tanto físicos como biológicos que son útiles para darse una idea más completa de que la robótica es un campo multidisciplinario en el cual se conjugan múltiples campos del conocimiento, que en un futuro van a permitir que los robots se conviertan en dispositivos más amigables.

VIII. Referencias

- [1] B. Maxwell, L. Meeden. "Integrating Robotics Research with Undergraduate Education. IEEE Intelligent Systems". Volume 15, number 6, 2000, pp 2-7. <http://www.cs.swarthmore.edu/~meeden/papers/IEEErobot-education.pdf>.
- [2] J. Jiménez. "Cibernética, inteligencia artificial y robótica". Revista Casa del Tiempo. UAM. Vol. I, Época IV, Número 13.2008. http://www.uam.mx/difusion/casadeltiempo/13_iv_nov_2008/casa_del_tiempo_eIV_num13_52_56.pdf
- [3] D. Alimisis, "Educational Robotics: new challenges and trends". Themes in Science and Technology Education, 6(1), 63-71,

- 2013.<http://earthlab.uoi.gr/theste/index.php/theste/article/view/119/85>
- [4] P. López, H. Andrade, “Aprendizaje de y con robótica, algunas experiencias”. *Revista Educación* 37(1), 2013, 43-63. <http://www.revistas.ucr.ac.cr/index.php/educacion/article/view/10628/10298>.
- [5] C. Berry, “Mobile robotics: a tool for application-based integration of multidisciplinary undergraduate concepts and research”. *American Society for Engineering Education, AC 2010-22*, 2010. http://www.rosehulman.edu/~berry123/Pubs/ASEE2010_paper.pdf.
- [6] O. Miglino, H. Lund, M. Cardaci, “Robotics as an educational tool”. *Journal of Interactive Learning Research* 10 (1), 1999,25-47. <ftp://ftp.daimi.au.dk/Staff/hhl/EduRobSp.pdf>.
- [7] G. Cielniak, N. Bellotto, y T. Duckett, “Integrating Mobile Robotics and Vision With Undergraduate Computer Science”. *IEEE Transactions on Education*, Vol. 56 (1), 2013. <http://webpages.lincoln.ac.uk/nbellotto/doc/Cielniak2012a.pdf>.
- [8] T. Palleja, M. Tresanchez, D. Font, M. Teixido, J. Palacin, “Diseño y construcción de un robot móvil como herramienta docente en asignaturas de electrónica”. 2008. <http://espacio.uned.es:8080/fedora/get/taee:congreso-2008-1065/S3A01.pdf>.
- [9] J. Oliver, R. Toledo, “On the Use of Robots in a PBL in the First Year of Computer Science / Computer Engineering Studies”. *Global Engineering Education Conference (EDUCON)*, IEEE, 2012. http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=6201026&tag=1.
- [10] D. Brengi, N. Mariño, C. Huy, R. Gómez, G. García, M. Márquez, I. Zaradnik, “Competencia de sumo robot para la enseñanza de electrónica y robótica práctica”. *II Congreso de Microelectrónica Aplicada, uEA2011*. La Plata, Pcia. de Buenos Aires, Argentina. http://www.lacie-unlam.org/publicaciones/2011/uEA2011_Robolucha.pdf
- [11] J. Huei Su, C. Shyong Lee, H. Hsiung Huang, S. Hsiung Chuang & C. Yuan Lin, “An intelligent line - following robot project for introductory robot courses”. *World Transactions on Engineering and Technology Education*, Vol.8, No.4, 2010. <http://www.wiete.com.au/journals/WTE&TE/Pages/Vol.8,%20No.4%20%282010%29/9-15-SU-J-H.pdf>.
- [12] V. Braitenberg, *Vehicles: Experiments in Synthetic Psychology*. MIT Press, 1984. <http://www.psych.ucsb.edu/~beall/vehicles.pdf><http://math.hws.edu/vaughn/cpsc/336/vehicles.pdf>.
- [13] I. Rañó, “A Model and Formal Analysis of Braitenberg Vehicles 2 and 3”. *IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, 2012, pp. 910-915. <http://www.neuroinformatik.ruhr-uni-bochum.de/data/documents/rano12model.pdf>.
- [14] B. Dias, B. Browning, G. Mills, N. Amanquah, y N. El Moughny, "Undergraduate. Robotics Education in Technologically Underserved Communities" *Robotics Institute*. Paper 741, 2007. <http://repository.cmu.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=1744&context=robotics>.

IX. Autores

M. en I. Joel Ricardo Jiménez Cruz obtuvo su título de Maestría en Ingeniería Biomédica en la UAM-I.

Donaldo Cruz Garrido está terminando la licenciatura en Ingeniería Biomédica en la UAM-I.

Sistema para Controlar un Grado de Libertad de un Robot Articular Utilizando un Sistema Embebido Vía WiFi

Javier Ruiseco Lopez, Sergio Vergara Limón, M.A. Vargas Treviño, Fernando Reyes Cortés, Amparo Palomino Merino

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Maestría en Ciencias de la Electrónica opción Automatización,
Av. San Claudio y 18 Sur S/N CU Edificio 109A CP 72570, 01 222 2295500 ext. 7411,
javierruiseco_88@hotmail.com, svergara@ece.buap.mx, mavargas@ece.buap.mx, recf62@gmail.com,
palomino@ece.buap.mx.

Resumen

En el presente trabajo se explica el desarrollo de un sistema para controlar un grado de libertad de un robot articular utilizando un sistema embebido, donde el envío de la información será por Wi-Fi. El robot que se utiliza es el denominado ROTRADI que fue diseñado y construido en la Facultad de Ciencias de la Electrónica por el grupo de robótica, así como el sistema embebido[1] basado en un FPGA de la marca ALTERA de la familia Cyclone II el cual tiene todas las prestaciones para realizar dentro de él, algoritmos de control . Se explican cada una de las partes que conforman el sistema embebido, el desarrollo del firmware que realiza el control y como se establece la comunicación vía WiFi. La estrategia de control que se propone es el control difuso y se detalla esta metodología adecuada a nuestro sistema, por último se exponen los resultados que se tienen.

Palabras Clave: Control difuso, Robot, Sistemas embebidos, WiFi

I. Introducción

Actualmente, en la Facultad de Ciencias de la Electrónica de la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, se han desarrollado brazos robóticos manipuladores de nombre ROTRADI[2] (ver Fig. 1). El objetivo de esta investigación es controlar a estos robots utilizando el control difuso implementado en un sistema embebido basado en un FPGA de la marca ALTERA de la familia CycloneII. Para el envío de la información se utiliza el protocolo IEE 802.11[3] (WiFi).

En la actualidad los robots ROTRADI son controlados por computadoras, las cuales usan como sistema operativo MS-DOS, esto es debido a la ventaja de dichos dispositivos con respecto a Windows de poder realizar un control del robot en tiempo real. Se pretende mejorar introduciendo un sistema embebido dedicado al control del robot, el cuál tenga las capacidades de lograr sustituir una computadora por una tarjeta

cuyo núcleo es un FPGA[4], que pueda funcionar de manera autónoma, así como incluir un sistema para que el usuario pueda interactuar y realizar las tareas convenientes involucradas con el control del robot.

El control se llevaba a cabo con una tarjeta TAC1 que cuenta con un algoritmo de control tangente hiperbólica no requiriendo de una computadora para manipular al robot. El controlador tangente hiperbólico actualmente ocupa un 76% de la capacidad total del FPGA y por tanto, se pretende simplificar el controlador y disminuir la cantidad de elementos lógicos del FPGA haciendo uso de un controlador difuso experimental.



Fig. 1. Robot ROTRADI.

II. Descripción del Sistema

El sistema en general está compuesto por software, firmware y hardware.

- **Software:** El software es aquel que será desarrollado fuera del sistema embebido, cuya función es servir como medio de interacción entre el usuario y la tarjeta que controla el robot.
- **Firmware:** Puesto que el sistema en desarrollo utiliza un FPGA para llevar a cabo las tareas a realizar, se lo conoce como firmware a la programación realizada para el FPGA.
- **Hardware:** Es la electrónica desarrollada para implementar el control y comunicación entre el usuario y el robot ROTRADI.

El sistema desarrollo tiene la siguiente estructura a bloques:

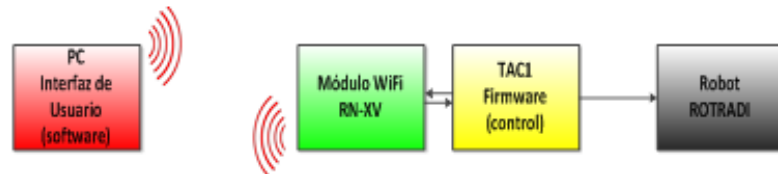


Fig. 2. Diagrama general del sistema.

La arquitectura propuesta para el sistema propone crear un sistema embebido el cuál de manera autónoma y configurable puede controlar al robot. A continuación se describirán los bloques que componen al sistema.

- **Interfaz de usuario:** Es el software mediante el cual el usuario podrá llevar a cabo las configuraciones pertinentes, tales como establecer la posición deseada del grado de libertad, así como llevar a cabo la tarea de monitoreo. Particularmente, dicho software será desarrollado en Labview e incluye comunicación vía TCP/IP para establecer la conexión vía WiFi.
- **Módulo WiFi:** Es por si solo un sistema embebido el cuál se integrará a la tarjeta TAC1 para el envío y recepción de datos de manera inalámbrica vía el protocolo 802.11g, mejor conocido como WiFi. Su principal trabajo es convertir la señal del protocolo 802.11 a una señal serial que la tarjeta TAC1 pueda interpretar.
- **TAC1:** Es la tarjeta en donde reside la electrónica se encarga de llevar a cabo el control del robot. Particularmente, sólo de controlar un solo grado de libertad mediante un controlador difuso experimental.
- **Robot ROTRADI:** El robot ROTRADI (ver Fig. 1) es un robot de tres grados de libertad cuya característica principal es que su transmisión es directa. Esto significa que sus motores se encuentran

directamente ensamblados a los eslabones y no hay engranes intermedios. Debido a esto, cuenta con motores especiales lineales que generan la fuerza suficiente para mover las articulaciones.

III. Sistema Embebido

El hardware con el que se cuenta actualmente es la tarjeta TAC1. La tarjeta TAC1 fue modificada para poder funcionar sin necesidad de una computadora, es alimentada con una fuente de poder externa. A continuación se describirán sus componentes:

- 1.-FPGA Cyclone III, aquí se encuentra el firmware.
- 2.-Alimentaciones: 12v, 5v, 3.3v, -12v.
- 3.- DAC's 7741Y de Texas Instruments.
- 4.-Filtros Diferenciales SN65LVDT32B.
- 5.-Información hacia el driver.
- 6.-Información proveniente de los Encoders.
- 7.-Conector H3 de entradas y salidas.

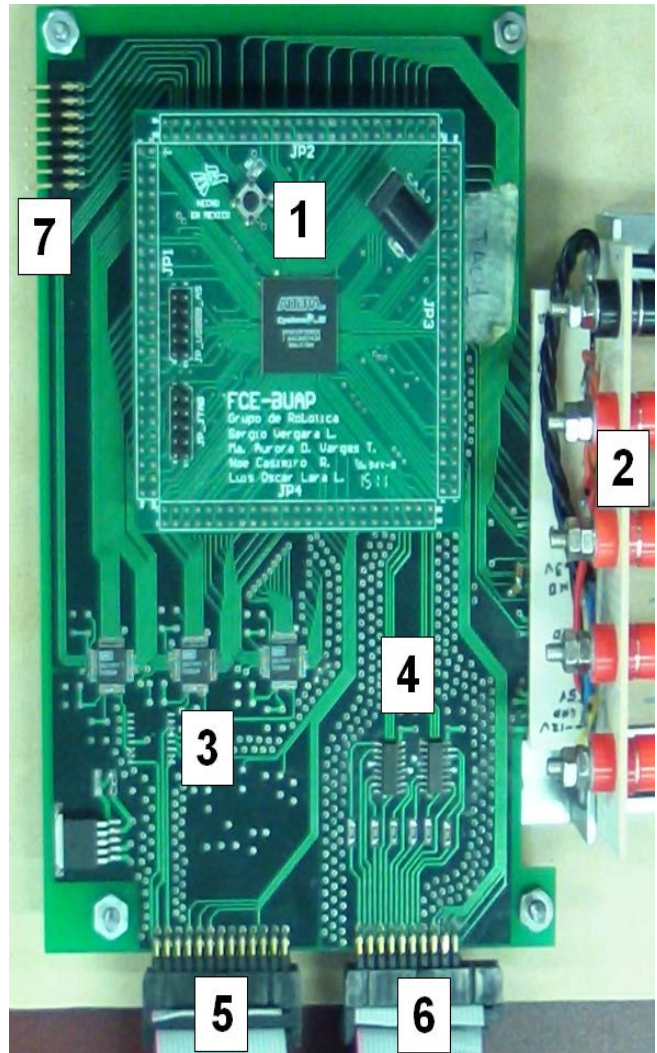


Fig. 3. Tarjeta TAC1.

La tarjeta tiene como núcleo de procesamiento un Cyclone II EP2C8Q208C7 de Altera, él se encarga de leer y procesar la información proveniente de los encoders una vez que dichas señales hayan sido filtradas. Los encoders son tipo AB incrementales. Posteriormente en el FPGA reside el algoritmo de control el cuál procesa el error de posición y obtiene el par aplicado a los servos. Esta información es un número de 16 bits digital y puesto que los drivers utilizan un rango de voltaje de ± 10 volts, se utilizan unos convertidores digital-análogo. La tarjeta soporta hasta un máximo de tres grados de libertad, sin embargo el presente trabajo solo utilizara un solo grado de libertad.

Por otro lado, la comunicación vía WiFi se llevará a cabo mediante el módulo RN-XV[5] de Roving Networks, el cual está basado en el módulo RN-171 su integración al proyecto se puede observar a continuación (ver fig. 4).

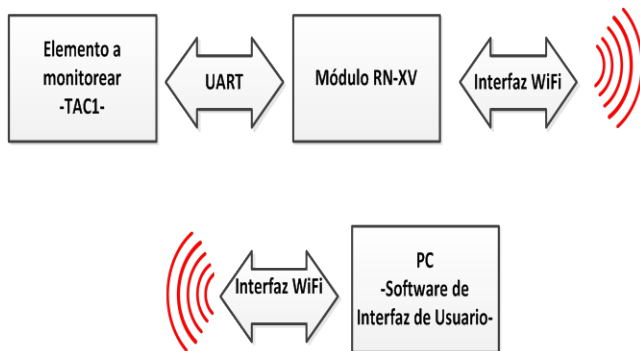


Fig. 4. Diagrama general de la integración del módulo RN-XV.

El módulo RN-XV tiene como núcleo de operación al módulo RN-171, el cual cuenta con un firmware que tiene implementado el protocolo IEEE 802.11b/g, así como el TCP/IP[6]. El protocolo 802.11, mejor conocido como WiFi reside en el sistema de capas del protocolo TCP/IP (ver fig. 5), además de contar con una interface convertidora de UART[7] a WiFi y viceversa.

El protocolo TCP/IP es un conjunto de protocolos mediante los cuáles se puede enviar y recibir información a través de equipos conectados en redes. El módulo RN-XV soporta el envío y recepción de información ya sea por TCP o UDP.

Los protocolos anteriores tienen las siguientes características:

- TCP (Transport Control Protocol): este protocolo provee una revisión extensiva de errores, así como un control de flujo para garantizar la transmisión correcta de información.

- UDP (User Datagram Protocol): este protocolo cuenta con métodos de revisión de errores muy rudimentarios y es un protocolo de comunicación sin conexión.

La estructura de operación del TCP/IP se basa en lo que se conoce como el TCP/IP stack, en donde entiéndase por stack una pila o una representación en capas de pasos en donde los protocolos en cada capa realizan un trabajo u proceso en específico para llevar a cabo una comunicación a través de una red. Cada capa no significa que se lleve a cabo un solo protocolo, sino que se llevan a cabo varios protocolos que en conjunto realizan adecuadamente la tarea que debe realizar cada capa. El modelo de capas del TCP/IP incluye las siguientes capas, además de incluir el protocolo 802.11 o 802.3:

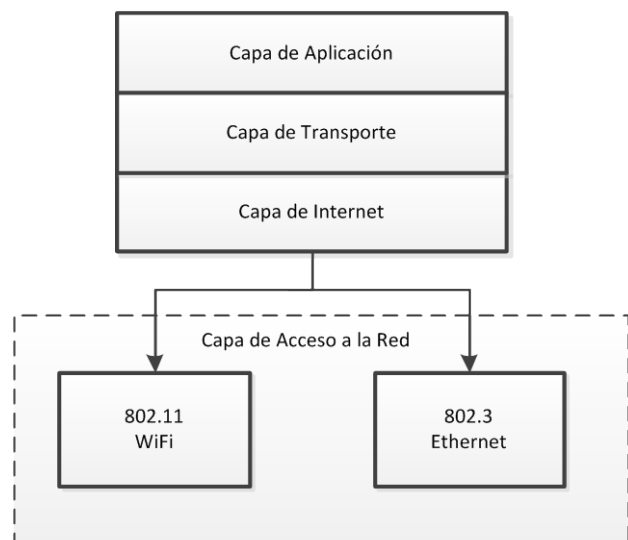


Fig. 5. TCP/IP stack o sistema de capas.

La comunicación entre el módulo RN-XV y la tarjeta TAC1 se lleva a cabo mediante el protocolo UART. Puesto que el firmware del módulo RN-XV tiene implementado dicho protocolo, cuenta con herramientas para configurarlo, por tanto, es necesario implementar el protocolo UART en el FPGA para poder establecer la comunicación.

El protocolo UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter) es un protocolo serial asíncrono y por tanto no comparte una señal de reloj. El diagrama de conexión es simple y se puede observar en la figura 6.

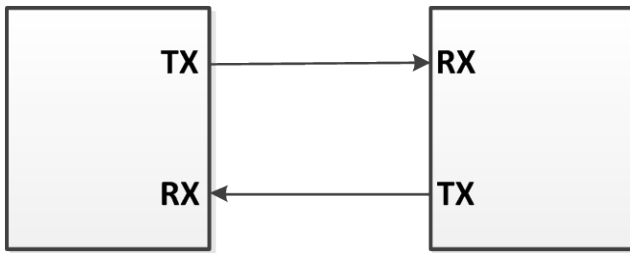


Fig. 6. Diagrama de conexión del UART.

Dónde:

RX es la línea de recepción.

TX es la línea de transmisión.

*Hay dos líneas auxiliares CTS (Clear To Send) y RTS (Request to Send) las cuales son conocidas como de control de flujo. Para este caso no se hará uso de ellas por razones que se explicarán más adelante.

El formato serial de los datos del UART puede variar, dependiendo si se hace uso de bits de paridad para control de error. Para este caso, se usaran 10 bits: 1 bit de inicio + 8 bits de datos + 1 bit de paro. La señal esta inactiva a un “1” lógico y activa a un “0” lógico. En la figura 7 se puede observar el formato de la transmisión de bits.

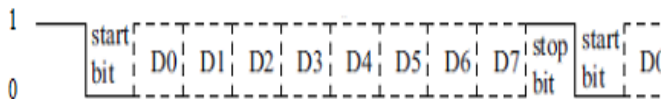


Fig. 7. UART.

$$cuentas = \frac{Frecuencia}{baudios}$$

A la velocidad de transferencia se le conoce como baudios y son los bits por segundo que son transmitidos. Con el fin de garantizar el envío y recepción de datos se muestrea 16 veces más rápido que los baudios establecidos y a la mitad de cada bit transmitido, con el fin de tener una tolerancia de error al leer el bit, esto se puede apreciar en la figura 8.

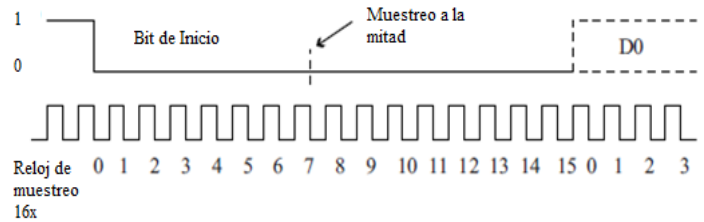


Fig. 8. Muestreo de los datos a un periodo de 1/16 del tiempo por bit.

El protocolo UART se implementó en el FPGA, particularmente en lenguaje AHDL (Altera Hardware Design Language), en la figura 9 se observa el diagrama a bloques general del firmware[8].

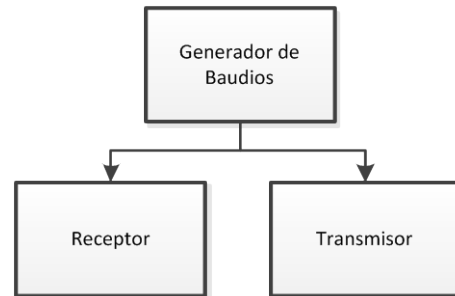


Fig. 9. Diagrama general del firmware del UART.

- **Generador de Baudios:** Es una señal de reloj que marca la frecuencia a la que se dan las lecturas y escrituras. Está basado en un contador y el cálculo es el siguiente:

Dónde:

- Frecuencia es 100Mhz
- Baudios es 57600

- **Receptor:** Representado por máquinas de estados, en donde se tienen las tareas de detectar el bit de inicio, encontrar el punto intermedio para el muestreo, tomar la muestra, esperar a que termine de transmitirse el bit en cuestión y recibir el bit de paro.
- **Transmisor:** Representado por máquinas de estados en donde se tienen las tareas de esperar a que se inicie la transmisión, enviar el bit de inicio "0", esperar a que se termine de transmitir el bit en cuestión, convertir la señal de paralelo a serial y transmitirla y por último enviar el bit de paro.

Se estima una tasa de bits de aproximadamente 8Kbps por cada parámetro a monitorear y esta puede ser calculada de la siguiente forma:

- El sistema toma una muestra cada 0.0025 *segundos*.
- En 1 *segundo* son transferidos 400 paquetes de 20 bits:

Por ejemplo, el par aplicado es un valor binario de 16 bits, puesto que el UART solo puede enviar un máximo de 8 bits por paquete, tenemos dos paquetes de 10 bits (8 bits de datos + 2 bits de inicio/fin).

De lo anterior obtenemos la siguiente ecuación que representa la transferencia necesaria por un solo parámetro:

$$Tasa\ de\ bits = 400 * 20 = 8000$$

IV. Control

El firmware del FPGA actualmente cuenta con un controlador tangente hiperbólico con freno mecánico:

$$\tau = K_p \tanh \tilde{q} - K_v \tanh \dot{q} + g(q)$$

Puesto que dicho controlador utiliza unidades de punto flotante, el uso de la capacidad del FPGA se encuentra elevado, alrededor del 76% y solo controla un grado de libertad. Con el fin de disminuir la cantidad de elementos lógicos en uso, se propuso implementar un controlador difuso. La metodología en uso del controlador difuso[8] se observa en la figura 10.

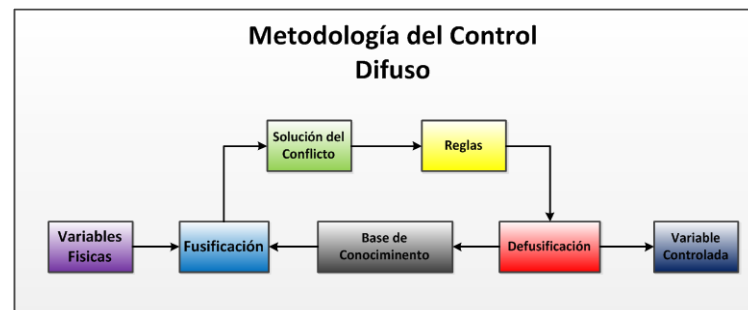


Fig. 10. Metodología del controlador difuso.

- Variables Físicas: son las variables de entrada, en este caso el error de posición.
- Fusificación: se fusifican las variables Físicas.
- Solución del conflicto: surge cuando se tienen más de una variable de entrada, en este caso sólo tenemos el error de posición como variable física.
- Reglas: es la aplicación de las acciones que debe llevar a cabo el controlador.

- Defusificación: se defusifica la variable de salida mediante algún método como por ejemplo la media de las áreas (CoA).
- Base de conocimiento: son los conocimientos de lógica que se tienen para que el

controlador difuso tenga un buen desempeño.

La variable de entrada es el error de posición y fue construida como se aprecia en la figura 11.

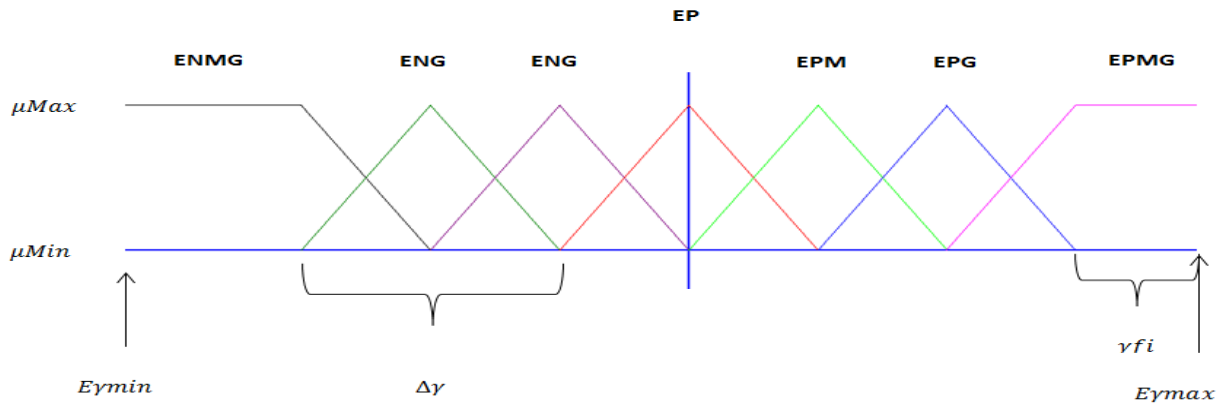


Fig. 11. Variable difusa de error de posición.

Donde los valores asignados fueron los siguientes:

$$\begin{aligned} \mu_{Max} &= 32767 \\ \mu_{Min} &= 0 \\ E\gamma_{min} &= -360^\circ \\ E\gamma_{max} &= 360^\circ \\ \gamma_{fi} &= 240^\circ \\ \Delta\gamma &= 80^\circ \end{aligned}$$

- Si μ_{ENMG} , entonces $\mu_{TNMG} = \mu_{ENMG}$*
- Si μ_{ENG} , entonces $\mu_{TNG} = \mu_{ENG}$*
- Si μ_{ENM} , entonces $\mu_{TNM} = \mu_{ENM}$*
- Si μ_{EP} , entonces $\mu_{TP} = \mu_{EP}$*
- Si μ_{EPM} , entonces $\mu_{TPM} = \mu_{EPM}$*
- Si μ_{EPG} , entonces $\mu_{TPG} = \mu_{EPG}$*
- Si μ_{EPMG} , entonces $\mu_{TPMG} = \mu_{EPMG}$*

La variable de salida es el torque o par aplicado y está representado por la figura 12.

Se aplicaron las siguientes reglas:

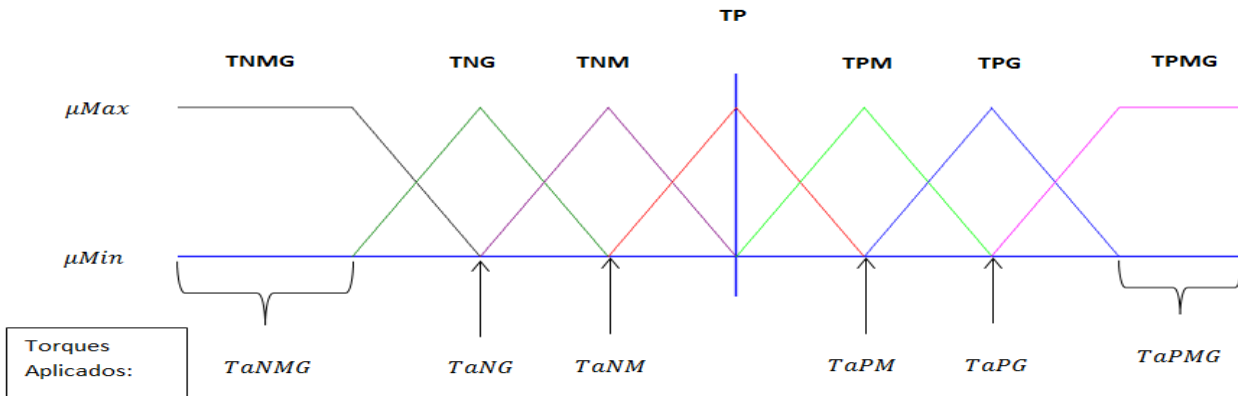


Fig. 12. Variabldle de salida Torque.

Dónde los valores de los pares aplicados son:

- $Ta_{NMG} = -32766$
- $Ta_{NG} = -21844$
- $Ta_{NM} = -10922$
- $Ta_P = 0$
- $Ta_{PM} = 10922$
- $Ta_{PG} = 21844$
- $Ta_{PMG} = 32766$

Los valores del grado de pertenencia son:

- $\mu_{Max} = 32767$
- $\mu_{Min} = 0$

Los valores de los pares aplicados tienen dicho valor, ya que el controlador entrega un número binario de 16 bits al DAC. Dicho DAC divide el número de 16 bits por la mitad, en donde de -10 volts a 0 volts equivale a -32766 a 0, y de 0 a +10 volts equivale de 0 a +32766. Esto es debido a que el DAC tiene un ΔV de 20 volts, en donde la escala intermedia representa un cero.

El firmware del controlador difuso fue implementado en código AHDL y su diagrama a bloques puede se muestra en la figura 15. Tiene como característica que las operaciones se llevan a cabo con corrimiento de bits y de esta forma no es necesaria hacer uso de punto flotante.

El simbolo obtenido del controlador es el siguiente (ver fig. 14):

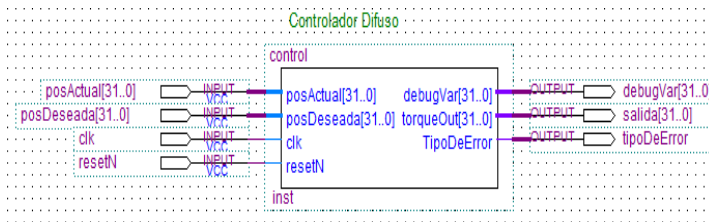


Fig. 14. Bloque del controlador difuso.

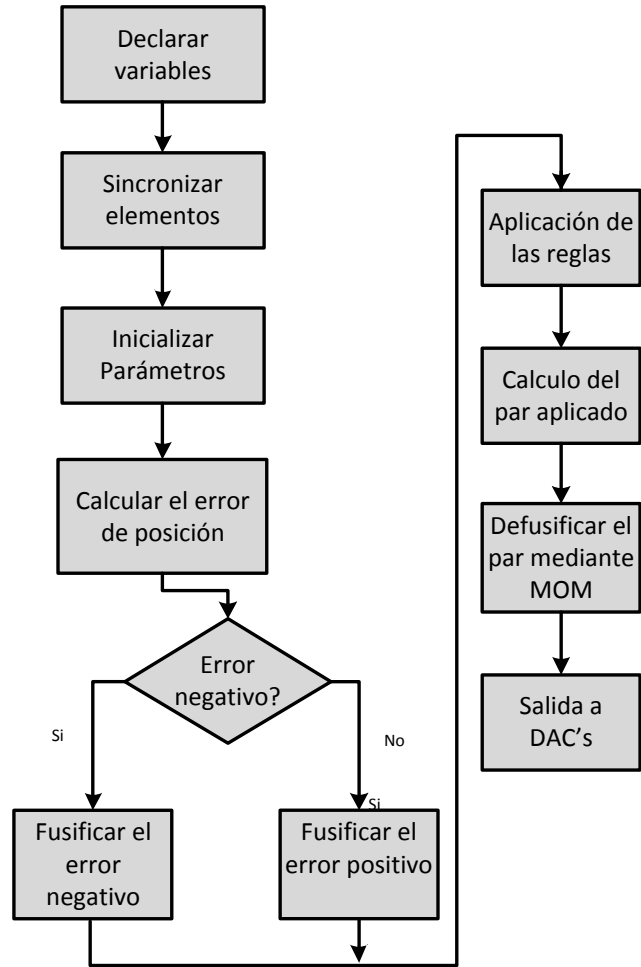


Fig. 15. Diagrama de bloques del controlador difuso.

En donde se tienen como entradas a la posición actual que proviene de los encoders, la posición deseada establecida por el usuario y las señales de reloj y reset.

Las señales desalida son el par aplicado el cuál es un valor de 16 bits el cuál es convertido a voltaje por los DACs, una bandera que representa el tipo de error ya sea positivo o negativo y por último una señal para fines de pruebas.

La estrategia propuesta para mantener un buen grado de precisión sin hacer uso de operaciones

con punto flotante fue principalmente hacer operaciones con corrimiento de bits.

Un número con punto decimal puede ser representado de la siguiente manera en potencias de dos, para así formarlo en binario.

$$\dots 2^3 + 2^2 + 2^1 + 2^0 + 2^{-1} + 2^{-2} + 2^{-3} \dots$$

El procedimiento para realizar una división tomando en cuenta un corrimiento de 10 bits es el siguiente:

➤ Dividir: $x = \frac{numA}{numB}$

- De manera externa calculamos el número decimal:

$$1) \quad x = numA * \frac{1}{numB}$$

$$2) \quad \frac{1}{numB} = numDecimal$$

- Posteriormente recorreremos 10 bits a la derecha:

$$numDecimal * 2^{10} = numEntero^*$$

*en este paso, el número obtenido del corrimiento de bits estruncado a enteros.

- Realizamos la operación de multiplicación:

$$xAux = numA * numEntero$$

- Por último, para obtener el valor real, recorreremos los bits a la izquierda:

$$xAprox = xAux * 2^{-10}$$

De esta forma, la operación de corrimiento de bits es una aproximación del resultado real. Entre mayor sea la resolución o bits recorridos, mejor es la aproximación del resultado real.

V. Resultados

En cuanto a la comunicación WiFi, se logro establecer una comunicación hasta bidireccional

entre labview y el FPGA. A continuación se muestra la captura de un analizador lógico en donde se esta llevando a cabo la transferencia de datos por WiFi. En donde el módulo RN-XV recibe los datos y estos son enviados vía UART y recibidos por el FPGA. El cuadro marcado con el número uno indica los pulsos del momento en el que un dato es leído y el cuadro con el número dos indica a los datos seriales, AF hexadecimal.



Fig. 15. Transmisión de datos de Labview al FPGA via WiFi y UART.

Por otro lado, la transmisión por UART del FPGA al módulo RN-XV se puede ver en al siguiente figura, en donde el número uno indica el número hexadecimal 55 serializado.

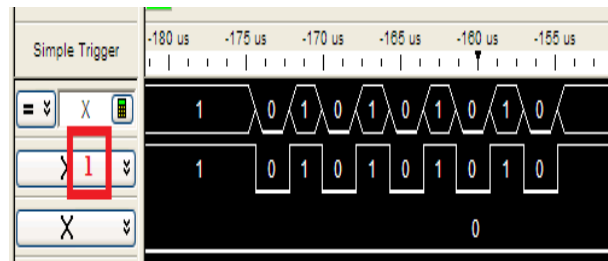


Fig. 16. Transmisión de datos del FPGA al módulo RN-XV, vía UART.

El módulo RN-XV para las pruebas se configuró para que enviara datos a Labview cada vez que detecte un byte de datos en su buffer interno, recibidos del FPGA.

VI. Conclusiones

El firmware del controlador difuso tiene una pequeña reducción de elementos lógicos en uso (~62%) frente al actualmente implementado, tangente hiperbólica (~76%). Sin embargo el controlador difuso calcula la salida en aproximadamente 16 ciclos de reloj, frente a la tangente hiperbólica quien requiere alrededor de 11 ciclos de reloj para hacer una sola operación aritmética, por ejemplo dividir, multiplicar, etc. Con lo cual en el futuro controlar los tres grados de libertad del robot con el controlador diseñado es una posibilidad, a pesar de que el controlador fue diseñado para uno.

VII. Referencias

- [1] P. Marwedel, Embed System Design, First Ed. 2006, Springer, Dordrecht Págs. 1-9.
- [2] F. Reyes Cortes, Robótica: Control de Robots Manipuladores, Primera Ed. 2012, Alfaomega, México D.F. Págs. 315,319.
- [3] P. Roshan, J. Leary, 802.11 Wireless LAN Fundamentals, First Ed. 2003, Cisco Press, Indianapolis, Chapter 2.
- [4] I. Grout, Digital Systems Design with FPGAs and CPLDs, First Ed. 2008, Newnes, USA, Pág. 28.
- [5] WiFly Command Reference, Advanced Features & Applications User's Guide. Roving Networks. USA. 2013. www.rovingnetworks.com . Enero 9 del 2013.
- [6] J. Casad, Teach Yourself TCP/IP in 24 Hours, Fifth Ed. 2012, Sams, Págs. 7, 26-28.
- [7] R, Reese, Microprocessors from assembly language to C using the PIC18Fxx2, First Ed. 2005, Da Vinci Engineering Press, Págs. 259-263.
- [8] N. Laddha, A. Thakare, "Implementation of serial communication using UART with configurable baud rate". International Journal on Recent and Innovation Trends in

Computing and Communication. Volume: 1. Issue: 4. April 2013. Pags. 263-268.

- [9] V. Limón, Curso Lógica Difusa en la Vida Diaria, Facultad de Ciencias de la electrónica, Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, 2012.

VIII. Autores

Javier Ruiseco Lopez, Ingeniería Mecatrónica, egresado del Instituto de Estudios Superiores de Tamaulipas en el 2012; actualmente es estudiante de la Maestría en Ciencias de la Electrónica opción Automatización en la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP).

Sergio Vergara Limón, Doctor en Ciencias con especialidad en Optoelectrónica, Profesor Investigador Titular A en la Facultad de Ciencias de la Electrónica de la BUAP, Miembro del SNI nivel I.

María Aurora Diozcora Vargas Treviño, Doctora en Ciencias con especialidad en Optoelectrónica, Profesor Investigador Titular A en la Facultad de Ciencias de la Electrónica de la BUAP, Miembro del SNI nivel I.

Fernando Reyes Cortés, Doctor en Electrónica, Profesor Investigador Titular C en la Facultad de Ciencias de la Electrónica de la BUAP, Miembro del SNI nivel I.

Amparo Palomino Merino, Doctor en Electrónica especialidad Control Automático, Profesor Investigador Titular A en la Facultad de Ciencias de la Electrónica de la BUAP, Miembro del SNI nivel Candidato.

Manipulador de 7 Grados de Libertad Controlado con Ondas Encefalográficas

Hiroki Alejandro Sasamoto Cruz, Ramiro Velázquez Guerrero

Universidad Panamericana campus Bonaterra, Josemaría Escrivá de Balaguer 101, Fracc. Rústicos Calpulli, CP 20290, Aguascalientes, Ags., México, (449) 910 62 00, hsasamoto@up.edu.mx, rvelazquez@up.edu.mx.

Resumen

Este artículo presenta una opción para controlar el movimiento de un manipulador de 7 grados de libertad (GDL) capaz de hacer las veces de una prótesis de brazo completo. Se apoya en una diadema con electrodos superficiales capaz de adquirir las ondas encefalográficas, filtrarlas e interpretar diferentes patrones.

Palabras Clave: Manipulador, Prótesis, Ondas encefalográficas.

I. Introducción

El campo de las prótesis para brazos ha ido mejorando con el pasar del tiempo y este cambio ha sido más brusco en estos últimos años ahora que los actuadores son más pequeños, las baterías más duraderas, los materiales más resistentes y livianos y, sobre todo, ahora que se han desarrollado medios más eficientes para controlar sus movimientos.

El convertir las intenciones del operador en comandos para que la prótesis se mueva, es una barrera que con el tiempo se ha ido rompiendo. Dado que es poco práctico tener que usar la o las manos disponibles para controlar la prótesis implementada, a través de palancas o botones, diversos estudios se han orientado a obtener los comandos con señales generadas en el cuerpo. Ejemplos de esto se pueden encontrar en [1] donde una malla de electrodos es implantada en la superficie del cerebro o una red similar de electrodos reposa sobre el cuero cabelludo [2]; incluso hay otros estudios donde los electrodos son implantados en alguna otra parte del cuerpo, como los músculos del pecho (Targeted reinnervation [3]). Sin importar el método utilizado para la adquisición de señales, es necesario enviarlas a una computadora para que sean procesadas y así identificar las órdenes del operador.

Hasta este punto, la diferencia principal entre las diferentes prótesis mencionadas es la forma en que recopilan las señales que se convertirán en instrucciones, pero no es la única. Actualmente, conseguir una prótesis funcional representa un sacrificio monetario muy fuerte que la mayoría no puede realizar.

Es posible igualar la capacidad de control de las prótesis antes mencionadas utilizando sólo electrodos superficiales para la adquisición de las señales necesarias. Si las señales se adquieren de esta manera, se puede eliminar la intervención médica necesaria para comunicar el cuerpo con la máquina y por lo tanto, facilitar su implementación.

Este artículo muestra un prototipo que usa las señales encefalográficas para manipular un brazo robótico que, una vez terminado, será una prótesis comparable a las antes mencionadas.

Para alcanzar este objetivo, el brazo debe de poseer los mismos grados de libertad que posee un brazo natural, así como las mismas dimensiones. Debe poder ubicar la mano en cualquier posición y orientación a voluntad del operador. Y aún más importante, debe de poder ser controlado a través de una serie de electrodos colocados en la superficie del cuero cabelludo.

Para ubicar los electrodos en la posición correcta sobre el cráneo, se utiliza una diadema comercial

de nombre *EPOC headset* que distribuye la empresa *Emotiv*. Esta empresa también posee un software para la adquisición, filtrado y procesamiento de señales, programas que llaman *suites*. El que se usará en este proyecto es el *Cognitive Suite* que permite identificar patrones de señales relacionándolos a distintos pensamientos, sumando un total de 14.

Como primer etapa para alcanzar el objetivo principal, se utilizará la clasificación que hace el suite y en base a ella y la intensidad de la señal se decidirá en qué dirección habrá de moverse la mano y a qué velocidad.

Ya con la intención del operador decodificada, es necesario traducir cada comando en información que el controlador de los motores pueda entender, es decir, indicar qué posición habrán de adoptar y a qué velocidad habrán de moverse. Con ayuda de la cinemática inversa del brazo robótico se obtienen los ángulos finales y la velocidad se traduce en un PWM.

Para controlar los motores, la comunicación entre la computadora y los motores, se utiliza un microcontrolador. De acuerdo al diseño del prototipo, el CI escogido debe de tener salidas PWM, un puerto RX/TX y un número de entradas suficiente para cubrir las señales provenientes de 7 encoders.

II. Desarrollo

El manipulador utilizado se diseñó sólo con 7 DOF en total debido a que la diadema no puede identificar los 14 patrones a la vez, incluso esta limitante define en parte el algoritmo utilizado para manipular la prótesis.

Es fácil imaginar que de los 7 pares cinemáticos 6 se utilizan para trasladar y orientar la mano y 1 para abrir y cerrar la mano. De esos 6, 4 definen la posición y 2 la orientación, de Z_0 a Z_3 y Z_4 a Z_5 respectivamente. Una imagen de la estructura junto con una tabla mostrando los parámetros de Denavit-Hartenberg pueden observarse en la Fig.1. La triada Z_7 indica el movimiento de cierre de la mano.

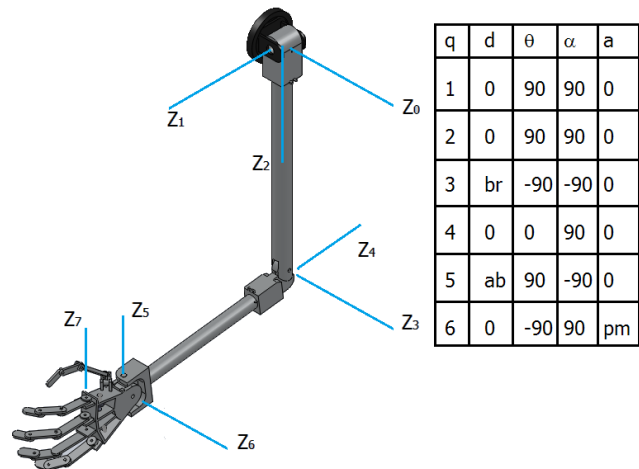


Fig. 1. Estructura del manipulador.

La estructura está hecha de tubo de aluminio 6061T de $\frac{3}{4}$ " de diámetro. Para los pasadores de las articulaciones se usaron simples tornillos y para evitar usar tuercas se le hicieron cuerdas a los elementos estructurales. Los ejes Z_2 y Z_4 , que hacen rotar tanto el brazo como el antebrazo, se apoyan sobre rodamientos de doble hilera, en donde, generalmente, las reacciones incluirán un momento de magnitud variable.

Como se menciona en [4], para modificar la postura de un manipulador, teniendo como parámetros de entrada una terna de coordenadas y su orientación, se utiliza la cinemática inversa propia de cada robot. Sin embargo, este método requiere que se conozca o pueda llegar a conocer el punto final de la trayectoria. En nuestro caso, el operador no puede dictar una serie de números correspondientes a una coordenada y aún pudiendo sería tedioso y poco práctico.

Se dispone de una clasificación de señales y de la intensidad del patrón detectado, dándonos 2 variables con las que trabajar. La solución propuesta es: seleccionar 4 patrones ya entrenados, tomar cada uno como una dirección de movimiento y designar la intensidad de la señal como la magnitud del desplazamiento. Se usa la palabra "entrenados" porque el programa que filtra las señales y las clasifica va "aprendiendo" a reconocer los patrones en las señales relacionados a determinados

pensamientos, va depurando la facilidad con la que puede detectar e interpretar los pensamientos de una persona. En la medida que se requieran de más pensamientos para controlar el brazo, más tiempo será el que el operador tenga que entrenar, tanto a él mismo como al programa. Se dice que el operador también tendrá que entrenar porque pensar en la misma idea siempre, se dice más sencillo de lo que es. En concreto, esta prótesis se controla con 4 patrones que hacen referencia a los ejes x, y, z y a la pinza de la mano.

Cuando las señales son adquiridas, pasan por un procesamiento y se almacenan en un buffer. Cada patrón de señales se relaciona a una variable dentro de una estructura tipo *enum*. Para saber si la señal que se detectó corresponde a una que requerimos, se utiliza la estructura de tipo *enum* en C++, la cual se muestra en el Cód.1 y en [5], y se compara con la necesitada.

```
/**
 * Cognitiv action type enumerator
 */
typedef enum EE_CognitivAction_enum {

COG_NEUTRA                = 0x0001,
COG_PUSH                  = 0x0002,
COG_PULL                  = 0x0004,
COG_LIFT                  = 0x0008,
COG_DROP                  = 0x0010,
COG_LEFT                  = 0x0020,
COG_RIGHT                 = 0x0040,
COG_ROTATE_LEFT          = 0x0080,
COG_ROTATE_RIGHT         = 0x0100,
COG_ROTATE_CLOCKWISE     = 0x0200,
COG_ROTATE_COUNTER_CLOCKWISE = 0x0400,
COG_ROTATE_FORWARDS      = 0x0800,
COG_ROTATE_REVERSE       = 0x1000,
COG_DISAPPEAR            = 0x2000

} EE_CognitivAction_t;
```

Cód. 1. Enum con la clasificación de señales.

Una vez identificada la dirección en la que se desplazará la mano, se usa la intensidad de la señal para definir la magnitud del desplazamiento y así un nuevo punto destino con respecto al actual:

$$x_i = x_{i-1} + \text{actionPower} * f; \quad (1)$$

$$y_i = y_{i-1} + \text{actionPower} * f; \quad (2)$$

$$z_i = z_{i-1} + \text{actionPower} * f; \quad (3)$$

Donde *actionPower* es la variable que posee la intensidad de la señal en un rango de 0 a 1 y *f* un factor arbitrario para aumentar el desplazamiento de la coordenada dependiendo de las necesidades de cada persona; si se requiere que con intensidades pequeñas la mano se desplace distancias pequeñas entonces el factor *f* será de una magnitud pequeña, por el contrario si se opta por que con intensidades bajas en la señal la mano se desplace distancias significantes, *f* ha de adoptar un valor mayor. Con esta nueva información, se puede decir que cada nuevo evento de la diadema supone un nuevo punto en el espacio y se puede entonces, utilizar los métodos de cinemática inversa. Siguiendo esta lógica, cada vez que la persona quiera desplazar la mano, se suscitarán un número de cambios de posición en una dirección igual al número de eventos registrados por el programa de Emotiv.

Debido a que se requiere el cálculo de la posición en intervalos de tiempo muy breves, se optó por seguir el método propuesto en [6], donde el end efector pasa a ser la referencia, invirtiendo así, los papeles del manipulador y del pulso. El hacer esto reduce significativamente el tiempo de procesamiento ya que las variables correspondientes a la posición se convierten en 3, no 4, y por ende las ecuaciones a evaluar son pocas y quedan definidas. En el Cod.2 se muestra parte del código usado. Lo anterior se puede realizar en cualquiera de los lenguajes compatibles con el SDK, en nuestro caso utilizamos C++.

El siguiente código, Cod. 2, presenta la función de cinemática inversa en el programa utilizado, donde las variables *ntx*, *nty*, *ntz*, *stx*, *sty*, *stz*, *atx*, *aty* y *atz* hacen referencia a los vectores ‘n’, ‘s’, ‘a’ de la matriz de transformación de la prótesis. Las variables ‘th’ indican los ángulos de que las articulaciones deben adoptar medidos en radianes. Y las variables *xx*, *yy* y *zz* son las nuevas coordenadas que llegan a la función.

```

aa=yy;
bb=xx+pm;
float psi = atan2(aa,bb);
float c4=(pow(bb,2)+pow(aa,2)+pow(zz,2)-
pow(ab,2)-pow(br,2))/(2*ab*br);
th4= atan2(sqrt(1-pow(c4,2)),c4);
float s5= zz/(br*sin(th4));
th5= atan2(s5,pow(1-pow(s5,2),0.5));
float t6f=(-c4*br-
ab)/(sin(th4)*cos(th5)*br);
th6=atan2(-(c4*br+ab), sin(th4)*cos(th5)*br
-psi);
float c2= atz*sin(th4)*s5-
aty*(c4*cos(th6)+sin(th4)*cos(th5)*sin(th6))
-atx*(c4*sin(th6)-
sin(th4)*cos(th5)*cos(th6));
th2= atan2(pow(1-pow(c2,2),0.5),c2);
float g413=
atz*(c4*cos(th5)*cos(th6)+sin(th4)*sin(th6))
+atz*(c4*s5)+aty*(sin(th4)*cos(th6)-
c4*cos(th5)*sin(th6));
float g433= atx*(s5*cos(th6))-
atz*(cos(th5))- aty*(s5*sin(th6));
q3= atan2(g433,g413)
float g421= ntz*(sin(th4)*cos(th5)*cos(th6)-
c4*sin(th6))+ nty*(sin(th4)*s5)-
ntz*(sin(th4)*cos(th5)*sin(th6)+
c4*cos(th6));
float g422= stz*(sin(th4)*cos(th5)*cos(th6)-
c4*sin(th6))+ stz*(sin(th4)*s5)-
sty*(sin(th4)*cos(th5)*sin(th6)+
c4*cos(th6));
q1= atan2(-g422,-g421)

```

Cód. 2. Ecuaciones de cinemática inversa.

Además de la cinemática inversa, el programa en la computadora incluye un módulo que permite la comunicación serial entre la misma y el micro-controlador. Por este medio se envían únicamente los valores de posición pertenecientes a cada articulación, incluida la pinza.

El algoritmo seguido para programar el micro-controlador es el mostrado en la Fig. 2.

Para monitorear el funcionamiento del sistema entre la diadema, computadora y brazo, se diseñó una pequeña interfaz gráfica en la que se muestran los valores de los ángulos que se envían fuera de la computadora y la señal de regreso cuando el micro-controlador termina su ciclo de trabajo. Es gracias a esta interfaz que podemos simular y corroborar el correcto funcionamiento del algoritmo propuesto. Dado que la diadema necesita un ciclo continuo para su

funcionamiento es conveniente la creación de un hilo extra para controlar los botones de la ventana.

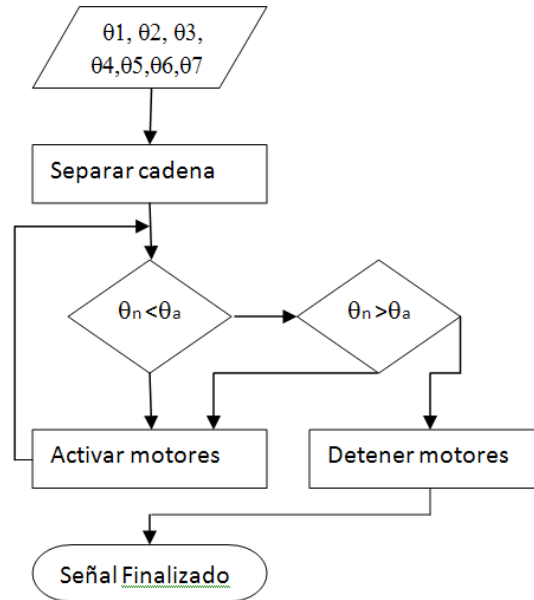


Fig. 2. Diagrama de flujo del micro-controlador.

Hablando ya del micro-controlador, mediante el puerto serial se recibe una cadena que contiene los valores de las posiciones angulares pero para poder comparar los valores nuevos con los actuales hay que separar la información de manera conveniente: cada valor de posición queda almacenado un registro diferente. Una vez separada la cadena, se compara dato por dato con los valores actuales de los motores para decidir si los motores habrán de moverse y en qué dirección (las articulaciones no rotan completamente). Los motores se moverán hasta que las posiciones en un instante coincidan con las enviadas por la cadena. Una vez concluido el proceso de reposicionamiento, el micro-controlador envía una señal de regreso a la computadora para notificar que está en espera de una nueva cadena de datos.

El criterio de selección del micro-controlador se basó, en parte, por la cantidad de entradas y salidas requeridas: 21 salidas y 7 entradas; pero lo más importante, la capacidad de la

comunicación serial. En base a esto se escogió el ATMEGA 8535. Las salidas requeridas son 3 por motor: 1 para el PWM y 2 para indicar la dirección con ayuda de un puente H.

Si se requiere controlar la velocidad de un motor, una forma sencilla es a través de una señal PWM. Este micro-controlador posee 2 salidas predefinidas para los PWM [7], sin embargo, nosotros requerimos de 7 señales dada la cantidad de DOF que posee el manipulador. Si a esto agregamos las 7 lecturas de los encoders y la comunicación serial, tenemos al final un programa con demasiados procesos que dependen únicamente de 3 timers.

Ante esta problemática, decidimos sacrificar un poco la independencia en la velocidad de cada motor de tal forma que ahora nos es posible mover los 7 GDL con sólo 2 PWM. El primero lo dedicamos a aquellos GDL que se encargan del posicionamiento de la mano y el segundo para aquellos GDL que controlan la orientación. Apoyándonos con las señales de dirección, podemos bloquear los GDL que no se desean mover. Hay que recordar enviar un “low” a las entradas correspondientes de los puentes “H” para bloquear movimientos indeseados. O mandar la señal de “low” al pin del Enable del CI. En nuestro caso, agregar un pin de salida para cada motor supondría usar 7 pines más del micro-controlador para dicha tarea, pero dada nuestra configuración no alcanza la cantidad de pines disponibles.

La velocidad de los motores se controla ampliando o reduciendo el ciclo de trabajo de los PWM. El programa del micro-controlador modifica el ciclo de trabajo dependiendo del error en la posición, pero como sólo se poseen 2 PWM, sólo tomamos los errores más grandes, tanto de posición como de orientación.

Las señales de entrada del micro-controlador son las interrupciones que generan los encoders que definen la posición de cada articulación. Aplicando geometría elemental, se calculó la resolución de cada encoder de tal forma que cada interrupción del fototransistor coincidiera con un desplazamiento de la mano de no más de 1 mm

en cualquier dirección. Esto con el propósito de afinar el movimiento, de aumentar la “delicadeza” con la que se mueve la prótesis.

En concreto, podemos representar el sistema como el diagrama de bloques de la Fig. 3:

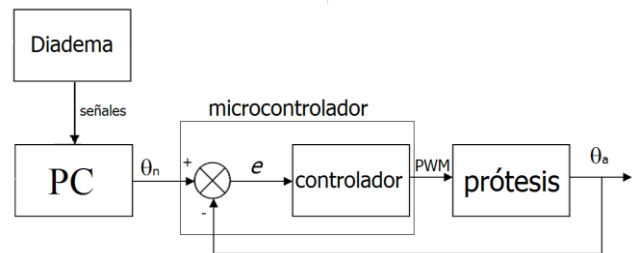


Fig. 3. Diagrama de bloques de la prótesis.

Un par de subsistemas que se involucran en la parte de control son la parte mecánica y la parte de electrónica de potencia.

La parte mecánica posee dos funciones principales: aumentar el torque y reducir la velocidad del motor hasta la flecha de salida.

Es importante recordar que al ser un brazo articulado, la ubicación del centro de masa irá variando su ubicación en el espacio. Por esta razón es importante calcular el torque necesario en la transmisión para que la posición no oscile cuando se desee detener. Ejemplos de situaciones serían: agregar objetos al brazo, levantar miembros desde posiciones horizontales o detener las partes en dichas posiciones.

Para solucionar esto se diseñan cajas de transmisión con variedad de engranes. Nosotros optamos por utilizar engranajes con tornillo sin fin. Estos son engranajes que bloquean el movimiento en una dirección pero lo permite en otra, si se detiene el motor, se detiene la articulación correspondiente, no importa la inercia, no se moverá. Entonces convertimos un problema de posición en uno de resistencia de materiales. Es evidente, que el problema de la holgura se mantiene pero quizá uno importante que se agrega es el de la eficiencia, dado el rozamiento entre componentes. Este rozamiento

variará tanto con la carga que sujete la mano como con la posición de la prótesis provocando que la carga en el motor varíe y por ende, la potencia consumida.

En cuanto a la electrónica, los diagramas propuestos de conexión se muestran en la Fig. 4. Utilizamos un acoplamiento óptico, transistores como amplificadores y un regulador reductor tipo Buck para acoplar el motor.

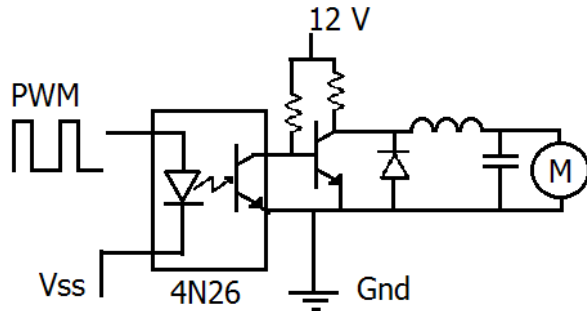


Fig. 4. Diagrama de la electrónica.

III. Resultados

Como resultados se pueden apreciar los cambios en los ángulos de cada articulación al momento de variar las señales provenientes de la diadema. En la Fig. 5 se muestra parte de la ventana del simulador de la diadema y en la Fig. 6 se muestra la interfaz que se usa para corroborar la información que se envía al microcontrolador.

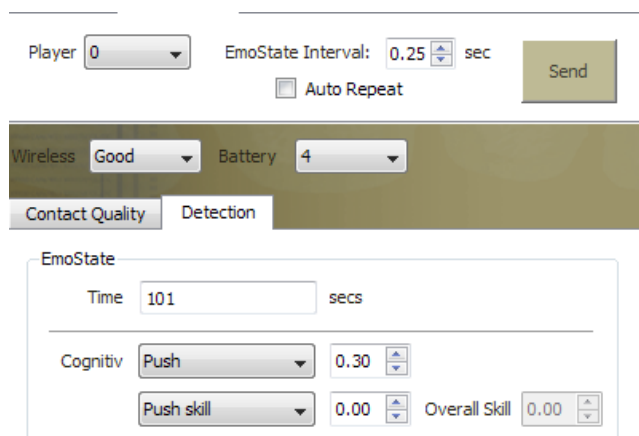


Fig. 5. Parte de la ventana del EmoComposer (Simulador de la diadema).

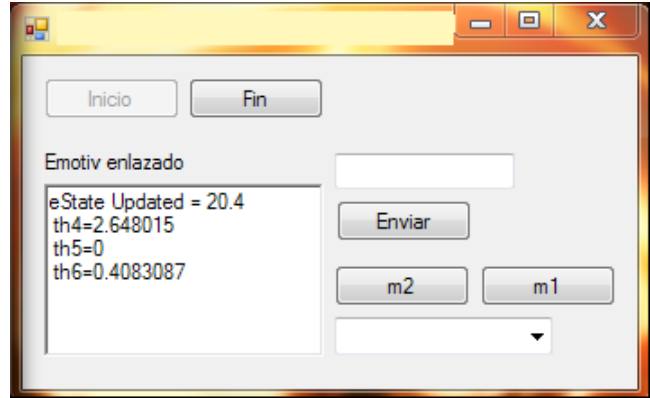


Fig. 6. Interfaz gráfica.

Se observan los valores de posición en radianes de 3 articulaciones correspondientes a 101 segundos de adquisición de señales.

En cuanto a la parte electrónica, el sistema permite variar la velocidad de los motores de DC desde 0 a 100% de su velocidad. La velocidad de los motores es proporcional a la intensidad de la señal y por ende a la magnitud del desplazamiento.

IV. Conclusiones

La primera necesidad que se cubre con una prótesis de este estilo es el poder tener un apoyo extra para la sujeción de objetos. El poder detener algo mientras se realiza otra acción con la mano contraria. En segundo lugar cubre una necesidad estética que quizá para muchos no represente algo relevante pero para la mayoría que ha perdido una extremidad, sí lo es.

Para poder controlar el brazo robótico propuesto es necesario dedicar tiempo al entrenamiento, tanto del programa como del usuario. Los movimientos de la prótesis propuesta aquí son limitados pero en la medida que se puedan reconocer más patrones al mismo tiempo, se podrán asignar las señales adquiridas a diferentes DOF. Evidentemente, la capacidad del usuario es un factor importante en cuestiones de manipulación.

Frente a las demás prótesis controladas por señales corporales, esta primera etapa es posiblemente más difícil de manipular dado que

el operador debe pensar arriba, adelante o izquierda para poder desplazar la mano, en primera instancia no es tan natural el control. El siguiente paso en esta investigación es volver más natural el movimiento de la extremidad.

Hay que notar que se cumple el objetivo de eliminar la intervención médica en cuanto a la comunicación hombre máquina.

Finalmente, el diseño de los elementos le brinda un peso menor al de un brazo natural promedio, permitiendo que diversas personas lo puedan utilizar. La tecnología de materiales avanza continuamente lo que permite la mejora del diseño propuesto en cuanto a geometría y ergonomía. Es necesaria esta mejora para eliminar el límite de espacio del que se dispone y así poder acomodar todo elemento mecatrónico necesario para la locomoción de la prótesis.

V. Referencias

- [1] Nature 453, 1098-1101 (19 June 2008) doi: 10.1038/nature06996. Received 14 November 2007; Accepted 4 April 2008; Published online 28 May 2008. Cortical control of a prosthetic arm for self-feeding. Meel Velliste¹, Sagi Perel^{2,3}, M. Chance Spalding^{2,3}, Andrew S. Whitford^{2,3} & Andrew B. Schwartz^{1,2,3,4,5,6}. USA.
- [2] Emotiv, Published Papers: EPOC, visto en <http://www.emotiv.com/ideas/epoc.php>, 20/11/2012.
- [3] Phys Med Rehabil Clin N Am. 2006 Feb;17(1):1-13. Targeted Reinnervation for improved prosthetic function. Kuiken T. Neural Engineering Center for Artificial Limbs, Rehabilitation Institute of Chicago, IL 60611, USA.
- [4] Bruno Siciliano, Lorenzo Sciavicco, Luigi Villani, Giuseppe Oriolo, (2010) Robotics Modelling, Planning and Control, Londres: Springer.
- [5] Emotiv, Biblioteca C++ EmoStateDLL.h encontrada en: EmotTutorials.sln.

- [6] Muhammad A. Ali, H. Andy Park, and C. S. George Lee (2010) Closed-Form Inverse Kinematic Joint Solution for Humanoid Robots, Intelligent Robots and Systems (IROS), 2010 IEEE/RSJ International Conference on Digital Object Identifier :10.1109/IROS.2010.5649842.
- [7] ATMEGA 8535 datasheet. Encontrado en: <http://labdasar.ee.itb.ac.id/lab/EL3096/pendukung%20praktikum/Datasheet-Atemega8535.pdf> (01/07/2013).

VI. Autores

Ing. Hiroki Alejandro Sasamoto Cruz es Ingeniero en Mecatronica por la Universidad Panamericana campus México. Actualmente cursa la Maestría en Ciencias en la Universidad Panamericana de Aguascalientes.

Dr. Ramiro Velázquez Guerrero es Ingeniero en Electrónica por la Universidad Panamericana, Maestro en Ciencias por el INSA de Lyon (Francia) y Doctor en Robótica por la Universidad Pierre et Marie Curie (Francia). Actualmente es profesor-investigador y director de la facultad de ingeniería en la Universidad Panamericana de Aguascalientes. Es miembro del Sistema Nacional de Investigadores (Nivel C).

Simulador de Enfermedades Visuales: Diseño y Evaluación

***, **Bhardo Bhallyn Rodríguez Rosas, *Ramiro Velázquez Guerrero, **Marcelino Rivera Macario,**

*Universidad Panamericana campus Bonaterra, Josemaría Escrivá de Balaguer 101, Fracc. Rústicos Calpulli, CP 20290, Aguascalientes, Ags., México, (449) 910 62 00, brodriguez@up.edu.mx, rvelazquez@up.edu.mx.

**Universidad Tecnológica de Tehuacán, Prolongación de la 1 sur No. 1101, San Pablo Tepetzingo C.P.75859, Tehuacán, Puebla, México, (238) 38 03 100.

Resumen

Este artículo presenta el diseño, implementación y evaluación de un sistema capaz de simular ciertos tipos de padecimientos o enfermedades que afectan la visión humana. El sistema consiste de una cámara de video, una computadora y un casco de realidad virtual (RV). Al video obtenido por la cámara de video se le aplican técnicas de procesamiento digital de imágenes y el resultado se proyecta en el casco de RV. Un conjunto de nueve filtros o mascarás fueron programadas para modificar el video original de la cámara y simular nueve diferentes enfermedades visuales. Teniendo como fin el recrear los problemas cotidianos que presentan las personas con estos padecimientos, se condujeron pruebas de lectura y movilidad con el sistema en gente visualmente sana. Los resultados permiten dimensionar la magnitud real del problema y potenciar el diseño de soluciones tecnológicas pertinentes.

Palabras Clave: Casco de realidad virtual, Enfermedades de la vista, Filtros o máscaras, Procesamiento digital de imágenes, Simulador.

I. Introducción

En junio 2012, la Organización Mundial de la Salud (OMS) publicó su último informe sobre Ceguera y Discapacidad Visual [1]. Este reporte estima que existen en el mundo 285 millones de personas con algún tipo de discapacidad visual. En esta cifra están incluidos los 39 millones de personas totalmente ciegas. El reporte también indica que la incidencia de la ceguera está relacionada con la demografía: mientras que en los países industrializados el 0.4% de la población presenta algún problema de baja visión, en los países en vías de desarrollo esta cifra alcanza el 1%. En América Latina se estima que existen 29.8 millones de personas con baja visión. Estas cifras representan un serio problema de salud pública que requiere de la participación de toda la sociedad.

Para la mayoría de la gente visualmente sana, la ceguera y la discapacidad visual es algo lejano. Las limitaciones cotidianas que este sector de la

población experimenta no se pueden siquiera imaginar cuando uno posee la vista. Cualquier actividad (tal como el acceso a la información, la movilidad y la interacción con el ambiente y con otras personas) es todo un reto. Poca gente visualmente sana se ha preguntado: “¿Qué se sentirá ser invidente?”. La posibilidad de experimentar la discapacidad y enfrentarse a los retos que implica es sin duda un primer paso para entender a las personas invidentes.

Con este propósito se ha desarrollado un sistema cuyo objetivo es simular con buena precisión las consecuencias de varias enfermedades de los ojos en la visión humana. El sistema consiste de un casco de RV que sumerge al usuario en un entorno controlado por la computadora. En el casco se proyectan imágenes o video alterados por técnicas de procesamiento digital de imágenes para dar el efecto de alguna enfermedad visual.

Los objetivos de este proyecto son proporcionar una herramienta educativa para gente visualmente sana y servir como una plataforma tecnológica que permita recrear condiciones de baja visión con el fin de diseñar y evaluar nuevos conceptos de dispositivos de asistencia para los invidentes.

El resto del artículo está organizado de la siguiente manera: en la Sección 2 se presentan los conceptos básicos del procesamiento digital de imágenes y el uso de filtros o máscaras. La Sección 3 presenta el diseño y prototipo del simulador de enfermedades visuales. La Sección 4 evalúa el uso del sistema en pruebas de lectura y movilidad. Finalmente la Sección 5 concluye el trabajo retomando los conceptos principales y las perspectivas de trabajo futuro.

II. Fundamentos del procesamiento digital de imágenes

Una imagen digital es una matriz de M filas y N columnas compuesta por elementos llamados píxeles. En imágenes de 8 bits, cada píxel está representado por un número entero positivo entre 0-255. Este rango de 256 valores comprende 254 tonalidades de grises desde el negro (0) hasta el blanco (255).

Una imagen a color se representa normalmente en formato RGB (Red-Green-Blue). Una imagen en RGB consta de 3 matrices $M \times N$; una por cada componente R, G y B (Fig. 1). Para cada píxel, la combinación de valores en las tres capas determina el color que se percibe. Cualquier color puede ser representado mediante la combinación de los colores rojo, verde y azul. Para imágenes de 8 bits, existen 16,777,216 de colores posibles.

Una técnica clásica en procesamiento de imágenes es el uso de filtros o máscaras. Los filtros son también matrices que se aplican a las imágenes para alterar los valores de sus píxeles. Un sinnúmero de filtros se han diseñado para una gran variedad de aplicaciones como la detección de bordes, quitar ruido, aumentar el contraste, suavizar una imagen, entre otras [2].

En particular, el filtro de interés para este proyecto es la simple multiplicación de píxeles

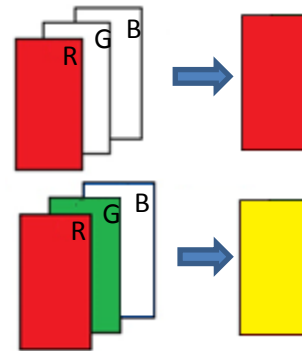


Fig. 1. Estructura de una imagen en formato RGB. Ejemplos: Elementos en R=255, G=0 y B=0 produce una imagen totalmente roja. Elementos en R=255, en G=255 y en B=0 produce amarillo.

en la imagen por los de la máscara. Considere el ejemplo en la fig. 2. Cada píxel de la imagen **A** se multiplica por su equivalente en la imagen **B** (nota: se trata de una multiplicación elemento por elemento y no de una multiplicación clásica de matrices). Si el valor del píxel en **B** es 0 (negro), entonces la salida será 0. Si el valor del píxel es 1 (blanco normalizado), entonces el valor de salida será el valor de **A**. Esto es:

$$C = A \cdot B = \begin{cases} 0 & \text{si } B = 0 \\ A & \text{si } B = 1 \end{cases} \quad (1)$$

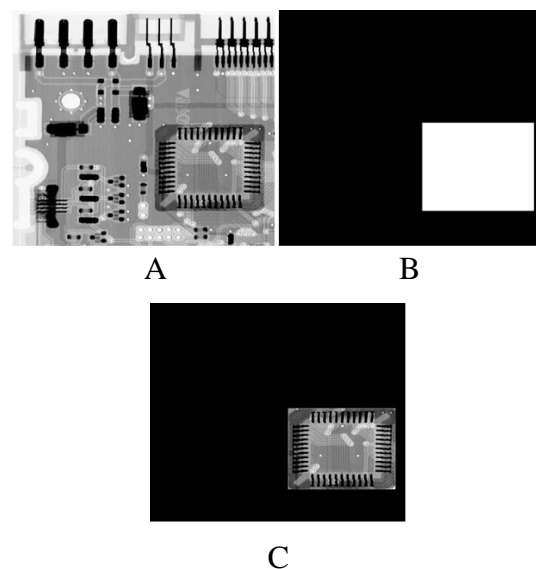


Fig. 2. Ejemplo de aplicación de filtro.

III. Simulador: concepto y prototipo

El diseño esquemático del sistema simulador de enfermedades visuales se muestra en la fig. 3(a). El sistema consiste esencialmente de un casco de RV conectado a una computadora. El casco de RV funciona como un monitor secundario de la computadora: cualquier imagen o video puede ser proyectado en él.

Actualmente se está usando el casco Emagin Z800 3DVisor [3] el cual es un display compacto, ligero y de bajo costo que se usa y ajusta a la cabeza y que provee un ambiente de RV. El prototipo se muestra en la fig. 3(b).

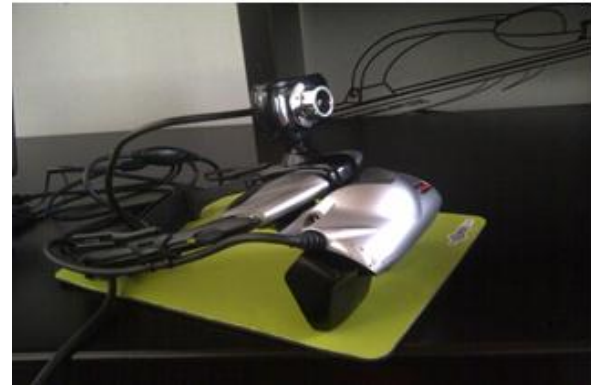
Un software desarrollado en Matlab [4] permite modificar la entrada del casco de RV para simular nueve diferentes tipos de enfermedades visuales.

Con el uso de técnicas de procesamiento de imágenes, el usuario puede experimentar:

- **Degeneración macular:** es una enfermedad de los ojos ocasionada por degeneración, daños o deterioro de la mácula. Cuando la mácula no funciona correctamente, el área central de la vista se nubla dejando una mancha negra (Fig. 4(b)).
 - **Retinopatía diabética:** Es una complicación ocular de la diabetes causada por el deterioro de los vasos sanguíneos que irrigan la retina. El daño de los vasos sanguíneos de la retina puede tener como resultado que estos sufran una fuga de fluido o sangre. Las consecuencias en la visión se muestran en la fig. 4(c).
 - **Hemianopsia:** Es una enfermedad que afecta únicamente a la mitad del campo visual. Puede estar producida por lesiones en el ojo, el nervio óptico o la corteza cerebral (Figs. 4(d) y 4(e)).
- Glaucoma:** El glaucoma es una enfermedad de los ojos que se caracteriza generalmente por el aumento de la presión intraocular. En consecuencia, se generan puntos ciegos en el área visual. El glaucoma se presenta de manera central (Fig. 4(f)) o de manera periférica (Fig. 4(g)).



(a)



(b)

Fig. 3. (a) Diseño esquemático del sistema simulador de enfermedades visuales. (b) Prototipo.

- **Migraña fenómeno de fortificación:** Algunas veces cuando se padece migraña, se experimentan fenómenos visuales como el de la fig. 4(h). Cuando cede, la persona recupera su visión normal y puede presentar otros síntomas de la migraña como el dolor de cabeza, náuseas, pérdida de equilibrio, zumbidos en los oídos, etc.
- **Tumores hipofisarios:** Este tipo de tumores son benignos y muchas veces nunca se diagnostican durante la vida de una persona. A medida que el tumor crece, se puede presentar variación en algunas células secretoras de hormonas de la hipófisis. La sobre o sub producción de hormonas tiene repercusiones en la vista. La fig. 4(i) muestra un cambio visual típico debido a este tipo de tumores.
- **Glaucoma y retinosis pigmentosa:** Algunas veces el glaucoma y la retinitis pigmentosa se combinan dañando severamente la visión humana (Fig. 4(j)). Al presentarse esta combinación, la persona se considera legalmente ciega (es decir, una persona que presenta un campo visual de 20° en vez de 180°) [5].



(a)



(e)



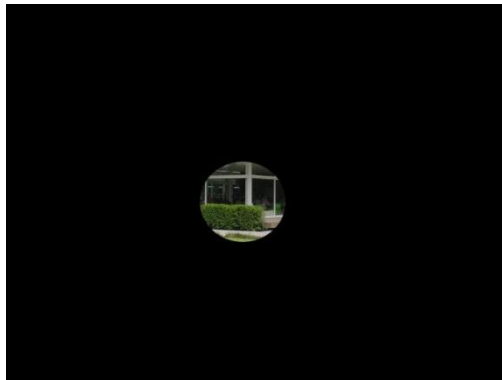
(b)



(f)



(c)



(g)



(d)



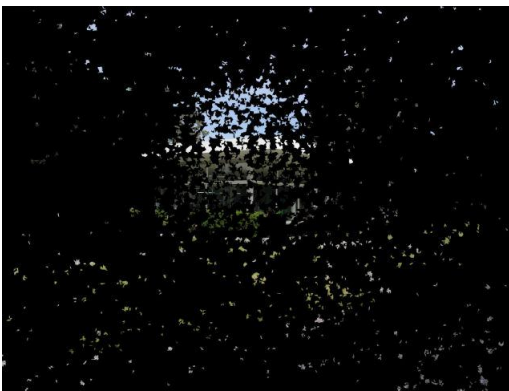
(h)

Continúa...

Continúa...



(i)



(j)

Fig. 4. Ejemplo de imágenes alteradas con filtros o máscaras para simular enfermedades visuales: (a) original, (b) degeneración macular, (c) retinopatía diabética, (d) y (e) hemianopsia, (f) glaucoma central, (g) glaucoma túnel, (h) migraña fenómeno de fortificación, (i) tumores hipofisarios y (j) glaucoma y retinitis pigmentosa.

IV. Evaluación

Con el sistema a punto, se procedió a la etapa de evaluación. Se realizaron dos pruebas: lectura y movilidad.

La primera prueba realizada fue la de lectura de textos. Esta prueba tiene como fin evaluar el desempeño de personas visualmente sanas mientras leen un texto con el simulador y un grupo de enfermedades visuales simuladas.

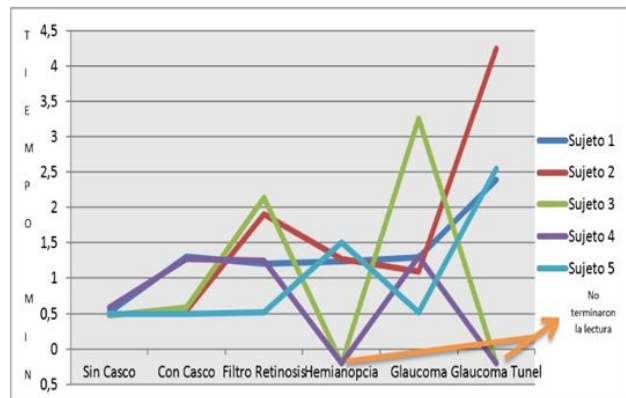
En esta prueba participaron 5 personas, las cuales leyeron tres textos diferentes de aproximadamente el mismo número de palabras

(180) y tamaño de letra mientras se aplicaban cuatro 4 enfermedades simuladas. El tiempo de lectura fue cronometrado para cada participante y enfermedad visual. La fig. 5(a) presenta una foto del desarrollo de esta prueba.

La fig. 5(b) muestra los tiempos invertidos por los participantes en esta prueba. Note que sin casco, el tiempo invertido para leer las 180 palabras fue de 0.5 min. Con casco pero sin ninguna enfermedad visual, 3 de los 5 participantes igualmente invirtieron 0.5 min en la lectura mientras los otros 2 casi lo triplicaron. Al leer con alguna enfermedad, los tiempos incrementan considerablemente. Note que con glaucoma túnel, los participantes invirtieron el mayor tiempo e incluso dos participantes abandonaron la prueba.



(a)



(b)

Fig. 5. Evaluación del sistema simulador de enfermedades visuales en la prueba de lectura: (a) setup experimental y (b) tiempos de lectura invertidos por los participantes por enfermedad visual simulada.

Para la prueba de movilidad, se eligió evaluar el desempeño de los participantes con una silla de ruedas. La razón de usar una silla de ruedas es que muchas personas que padecen las enfermedades visuales de la fig. 4 se desplazan con la ayuda de una silla de ruedas.

Esta prueba se realizó igualmente con 5 participantes y tenía como objetivo completar un circuito delimitado por conos creado en el área del laboratorio usando el simulador. La dificultad de esta prueba fue medida por la cantidad de conos derribados que se relaciona directamente con la dificultad y precisión para maniobrar la silla de ruedas. La fig. 6(a) muestra una foto del desarrollo de la prueba.

La fig. 6(b) presenta las estadísticas para esta prueba. Note que sin casco, ningún participante derribó algún cono. Sin embargo, con el uso del casco, este número se incrementa a pesar de que ninguna enfermedad visual fue proyectada. Esto es seguramente por no estar acostumbrados al sistema. Nótese como con retinopatía diabética, hemianopsia y glaucoma, los participantes tienden a derribar menos conos. Esto se debe a que se acostumbraron al sistema y una buena parte del campo visual está disponible. No así con glaucoma túnel.

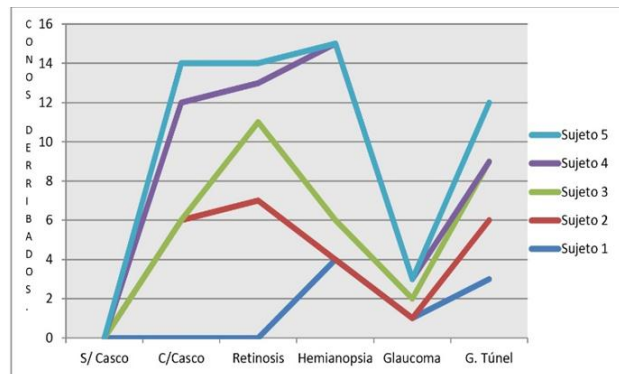
V. Conclusión

En este artículo se presentó el diseño, prototipo y evaluación de un sistema simulador de enfermedades visuales usando tres elementos: una cámara de video, una computadora y un casco de RV. La operación es simple: Al video obtenido por la cámara se le aplican filtros o máscaras y el resultado se proyecta en el casco de RV. Nueve filtros diferentes fueron programados simulando nueve enfermedades visuales que afectan al ser humano.

El sistema se evaluó en gente visualmente sana mediante dos pruebas: lectura y movilidad. Durante las pruebas los participantes pudieron experimentar diferentes enfermedades visuales y los retos que implican en actividades cotidianas como leer un texto o desplazarse.



(a)



(b)

Fig. 6. Evaluación del sistema simulador de enfermedades visuales en la prueba de movilidad con silla de ruedas: (a) setup experimental y (b) número de conos derribados por los participantes por enfermedad visual simulada.

Los objetivos de este proyecto son dos: generar reflexión sobre las dificultades y retos que implica vivir con alguna enfermedad visual y servir como plataforma tecnológica que permita recrear condiciones de baja visión con el fin de diseñar y evaluar nuevos conceptos de dispositivos de asistencia para los invidentes.

Como trabajo futuro, se pretende evaluar el sistema en dos de nuestros dispositivos de asistencia [6], [7]. Esto nos permitirá tener información sobre la población con discapacidad visual a la que podrían adecuarse mejor.

VI. Referencias

- [1] Organización Mundial de la Salud (OMS), Visual Impairment and Blindness, Fact Sheet N° 282, Junio 2012, Disponible en: <http://www.who.int/mediacentre/factsheets/fs282/en/> (último acceso julio 2013).
- [2] R. Gonzalez, R. Woods, Digital Image Processing, 3rd Edition, Prentice Hall, 2007.
- [3] eMagin Inc., Bellevue, WA, USA. Información actualizada disponible en: www.emagin.com (último acceso julio 2013).
- [4] The Mathworks Inc. Información actualizada disponible en: <http://www.mathworks.com/> (último acceso julio 2013).
- [5] International Council of Ophthalmology, International Standards: Visual Standards - Aspects and Ranges of Vision Loss with Emphasis on Population Surveys, Abril 2002.
- [6] R. Velázquez, S. Gutiérrez, New Test Structure for Tactile Display using Laterally Driven Tactors, Memorias de: IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference, Victoria, BC, Canada, 2008.
- [7] M. Magaña, R. Velázquez, On-Shoe Tactile Display, Memorias de: IEEE International Workshop on Haptic Audio Visual Environments and Games, Ottawa, Canada, 2008.

VII. Autores

Ing. Bhardo Bhallyn Rodríguez Rosas es Ingeniero en mecatrónica por la Universidad Tecnológica de Tehuacán. Actualmente cursa la Maestría en Ciencias en la Universidad Panamericana campus Bonaterra.

Ing. Marcelino Rivera Macario es Ingeniero en mecatrónica por la Universidad Tecnológica de Tehuacán.

Dr. Ramiro Velázquez Guerrero es Ingeniero en Electrónica por la Universidad Panamericana, Maestro en Ciencias por el INSA de Lyon (Francia) y Doctor en Robótica por la Universidad Pierre et Marie Curie (Francia). Actualmente es profesor-investigador y director de la facultad de ingeniería en la Universidad Panamericana de Aguascalientes. Es miembro del Sistema Nacional de Investigadores (SNI-Nivel C).

Implementación de un Sistema Difuso, en un Robot Seguidor de Línea, en Comunicación a la PC por Bluetooth

Gabriel Martínez García, Haydee Patricia Martínez Hernández, Rafael Ordoñez Flores, José Crispín Hernández Hernández

Instituto Tecnológico de Apizaco, Av. Instituto Tecnológico S/N, 2414172010 ext. 145 o 146,
gabmar_gar@hotmail.com, pathaymh@yahoo.com, rafaof24@hotmail.com, josechh@yahoo.com.

Resumen

El proyecto consiste en la implementación de un robot seguidor de línea, controlado con lógica difusa, utilizando el software Visual Basic 6.0, con comunicación por bluetooth HC05 como transmisor y receptor de radio frecuencia, reduciendo el peso y optimizando el control, a partir del Arduino Mega; tarjeta basada en el Microcontrolador ATmega2560 y un integrado L298, para la etapa de potencia de los motores. La innovación del proyecto consiste, en la implementación de un sistema difuso basado al método de máximos y mínimos, en el control de velocidad de los motores que direccionan el seguidor de línea; pues el control tradicional, se lleva a cabo con un switcheo de motores, mismo que llega directamente a los sensores, por lo que el desplazamiento del robot seguidor de línea se presenta muy inestable; pretendiendo que al implementar un sistema difuso, se logre optimizar la velocidad, mejorando con ello la estabilidad del desplazamiento y direccionamiento del robot seguidor de línea.

Palabras clave: Arduino, Bluetooth, Difuso, Comunicación, Seguidor.

I. Introducción

La palabra robot está comúnmente definida como un conjunto de mecanismos, capaz de realizar tareas humanas, pero la robótica experimental ha tenido un significado diferente; un robot es más un complejo compuesto de motores, selenoides cables, sensores electrónicos, es un matrimonio de la mecánica y la electrónica. [1]. La micro robótica plantea la construcción de un microrobot en seis niveles según la Torre de Bot. [2] (ver Fig. 1).

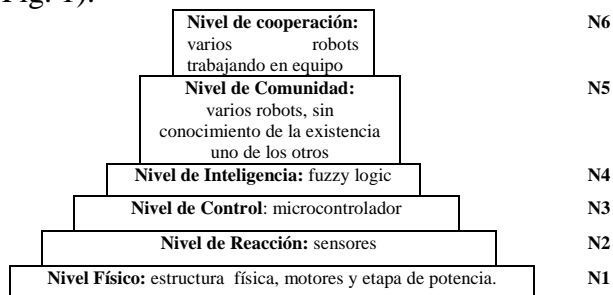


Fig. 1 Representación de la Torre de Bot

La Robótica Móvil, actualmente utiliza técnicas de cómputo inteligente, lo que la sitúa en el nivel 4 de la Torre de Bot, debido a la necesidad de obtener resultados más precisos. Como resultado de esto, se han logrado conseguir robots móviles con una amplia interacción con el medio, lo cual ha abierto una inmensa gama de aplicaciones, como la toma de muestras, análisis del medio, reconocimiento de imagen, solución de fugas, envío de señales de audio y video y viceversa, etc., todo ello de forma remota para evitar el riesgo humano, mismos que se ubicarían en los niveles 5 y 6 dependiendo de la aplicación; para el caso de este proyecto se ubica en el nivel 5.

Los robots móviles, deben ser capaces de desenvolverse en un entorno real, construir su propio mapa y navegar de manera autónoma, lo que para ellos se llama: implementación de estrategias de control inteligente; el control que se utiliza en este proyecto, es el control con lógica difusa o control de tipo lingüístico. Todo control tiene una base matemática. La base

matemática del control difuso es la teoría de conjuntos difusos que es una generalización de la teoría de conjuntos clásicos.

Lógica difusa o borrosa (Fuzzy logic). Se fundamenta en la idea, que en un instante dado, no es posible precisar el valor de una variable X , sino tan solo, conocer el grado de pertenencia de cada uno de los conjuntos, en que se ha dividido el rango de variación de la variable. El grado de pertenencia se cuantifica, mediante la función de pertenencia f , que puede tener diferentes formas.

Función Triangular. Una función triangular se especifica mediante tres parámetros $\{a, b, c\}$, (ver Fig. 2)

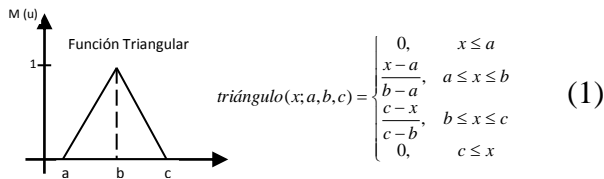


Fig. 2. Función triangular.

Función Trapezoidal. Una trapezoidal se especifica mediante cuatro parámetros $\{a, b, c, d\}$, (ver Fig. 3).

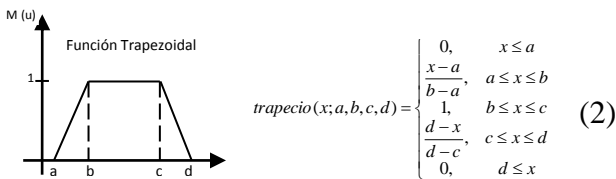


Fig. 3. Función trapezoidal.

Utilizando operadores Min y Max, en las dos expresiones anteriores, matemáticamente se puede expresar:

$$\text{triángulo}(x; a, b, c) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (3)$$

$$\text{trapecio}(x; a, b, c, d) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \quad (4)$$

Reglas Difusas if...then. Los conjuntos y los operadores difusos, son los sujetos y predicados

de la lógica difusa. Las reglas if-then son usadas, para formular las expresiones condicionales que abarca la lógica difusa.

if x es A entonces y es B

Donde A y B , son los valores lingüísticos, definidos por los conjuntos, con rangos de los universos de discurso, llamados X y Y , respectivamente.

La parte if, de la regla " x es A ", es llamada el antecedente o premisa, mientras, la parte then de la regla " y es B ", es llamada la consecuencia o conclusión, (ver Fig. 4)

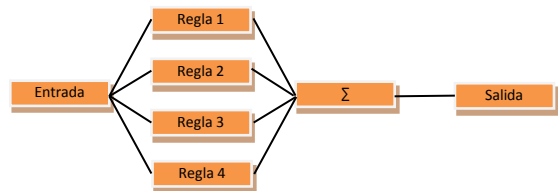


Fig. 4. Reglas Difusas.

El seguidor de línea propuesto, con un sistema de control de velocidad, utilizando control difuso desde una PC, actúa como un robot móvil, con mayor estabilidad en el seguimiento de una trayectoria, marcada con una línea, la cual debe diferenciarse del entorno, la mayoría de las veces el color de la línea es blanca con un fondo negro o a la inversa. Utiliza sensores infrarrojos CYN70, que tienen un emisor y un receptor los cuales funcionan, dependiendo de la luz reflejada por el piso, para el caso del color negro, absorbe las longitudes de onda de la luz; es decir, no refleja y el color blanco, refleja todas las longitudes de onda, obteniendo una diferencia de voltaje, generada por el receptor que activara o desactivara suavemente los motores, que lo direccionan, dependiendo de la cercanía de los colores.

II. Desarrollo

El sistema con control difuso de velocidad, para un seguidor de línea, utilizando una PC conectada vía bluetooth, a la tarjeta de desarrollo Arduino Mega, propuesto; se muestra a continuación en su esquema general. (Ver Fig. 5).

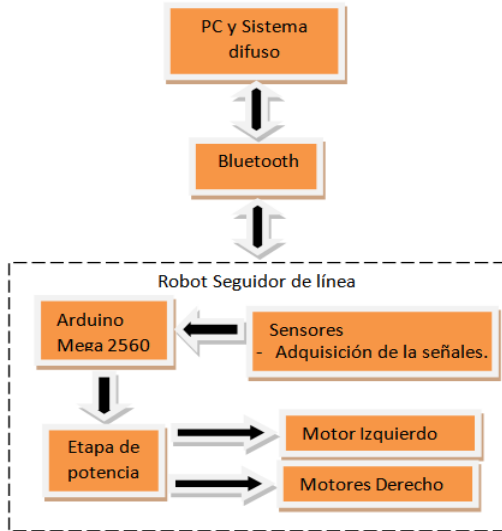


Fig. 5. Diagrama general del sistema

PC. La PC tiene la finalidad de ejecutar el programa en Visual Basic 6.0 del Sistema de Control Difuso (SCD); el cual, es un sistema programado de regulación automática, de una o más de las variables involucradas en un proceso, que utiliza el algoritmo de la lógica difusa, para realizar las acciones de control; dichas acciones, mantienen una variable determinada en un punto de ajuste, considerado como óptimo [4,5]. El SCD consta de: una *etapa de fuzificación*, una *base de reglas lingüísticas* en una base de datos, un *mecanismo de inferencia difuso* y una *etapa de defuzificación*. Este sistema, se comunica vía bluetooth, a la tarjeta de desarrollo de Arduino Mega 2560. Se muestra la estructura de un Controlador Difuso. (ver Fig. 6).

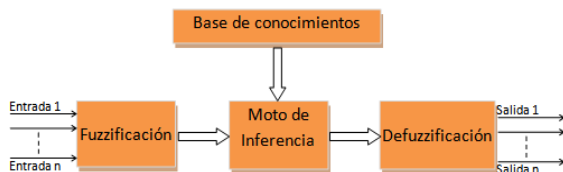


Fig. 6. Estructura de un sistema difuso.

Sistema difuso. Consta de *Módulo Fuzificación*. La fuzificación, es la transformación de los datos duros de entrada, a términos difusos, que puedan ser asimilables a un conjunto difuso por el SCD. Una vez adquiridas las entradas del sistema, por medio de sensores, pasan a través, de una función matemática de pertenencia, para producir las entradas difusas o valores difusos, que pueden ser manipulados, por el controlador difuso. (Ver Tabla 1). **Sin embargo, tanto los aparatos de medición, como los actuadores, requieren de datos duros, lo que implica dos etapas adicionales: fuzificar la entrada de controlador y defuzificar la salida del sistema.**

Sensor (Volts)	Entrada difusa	Actuador RPM	Salida difusa
-5 a -2.5	Mucho Izq	-50 a -25	Detiene Izq
-5 a 0	Poco Izq	-50 a 0	Disminuye Izq
-2.5 a 2.5	Centrado	-25 a 25	Avanza
0 a 5	Poco Der	0 a 50	Disminuye Der
2.5 a 5	Mucho Der	25 a 50	Detiene Der

Tabla 1. Valores de pertenencia de las entradas y salida difusas.

Base del Conocimiento. Un sistema difuso, se caracteriza por un conjunto de sentencias lingüísticas, basadas en el conocimiento experto. El conjunto de reglas de control, forman la Base de Conocimiento, y contienen, la inteligencia asociada al dominio de la aplicación y los objetivos de control. Para el seguidor de línea difuso, se relaciona la Tabla 2 con la figura 7.

Regla	IF Antecedente	Then	Consecuencia
Regla 1	Si MUCHO IZQ	entonces	DETIENE IZQ
Regla 2	Si POCO IZQ	entonces	DISMINUYE IZQ
Regla 3	Si CENTRADO	entonces	AVANZA
Regla 4	Si MUCHO DER	entonces	DETIENE DER
Regla 5	Si POCO DER	entonces	DISMINUYE DER

Tabla 2. Reglas de la base de conocimiento.

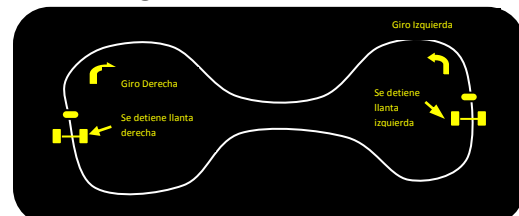


Fig. 7. Pista y dos seguidores de línea.

Motor de Inferencia. El Motor de Inferencia constituye el núcleo del controlador difuso. Es el programa que contiene la base de conocimiento en localidades de memoria del Microcontrolador. Se ejecuta periódicamente para determinar las salidas del sistema, con base en las entradas reales del sistema. Es el encargado de inferir las acciones de control (simula el proceso de decisión humano). Esto, a partir del uso de una implicación difusa y las reglas de inferencia de lógica difusa. Utiliza las técnicas de los Sistemas Basados en Reglas para la inferencia de los resultados.

Programa en Visual Basic del SCD

```

Private Sub Timer2_Timer()
    ' Para el Trapecio 1
    x = TextX
    n = (x-7.5)/(-7.5-(-7.5))
    If (n=Inf) Then
        n=0
    End If
    m = (-2.5 - x) / (-2.5 - (-5))
    If (n <= m) And (n <= 1) Then
        Min = n
    ElseIf (m <= 1) Then
        Min = m
    Else
        Min = 1
    End If
    If (Min >= 0) Then
        Max = Min
    Else
        Max = 0
    End If
    Y0.Text = Max
    ' Triangulo 1
    n = (x - (-5)) / (-2.5 - (-5))
    m = (0 - x) / (0 - (-2.5))
    If (n <= m) Then
        Min = n
    Else
        Min = m
    End If
    If (Min >= 0) Then
        Max = Min
    Else
        Max = 0
    End If
    Y1.Text = Max
    ' Desfuzzificacion
    Def = ((Max * -50) + (Max1 * -25) + (Max2 * 0) + (Max3 * 25) + (Max4 * 50)) / (Max + Max1 + Max2 + Max3 + Max4)
    TextS.Text = Def
End Sub
    
```

Módulo Defuzzificación. Las variables de salida del controlador difuso deben presentarse de forma concreta o determinista. Esto, debido a que cualquier proceso industrial utiliza actuadores (mecánicos, neumáticos, eléctricos o de cualquier otro tipo), que aceptan únicamente señales concretas (sin ambigüedad).

Caso del seguidor de línea que se dirige a la derecha en una curva liviana (línea negra continua). A continuación se muestran en la figura 8 las funciones de membresía (entrada/salida) y reglas que se utilizan.

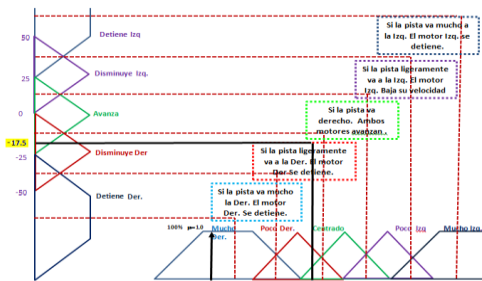


Fig. 8. Sistema de Inferencia difuso del seguidor de línea (caso derecho).

Si el valor del voltaje del sensor del lado derecho fuera -1.8 Volts, que intersecta a los conjuntos de **Centrado con 0.3** y **Poco Derecho con 0.7**. La representación en la función de membresía es la que se muestra en la figura 9.

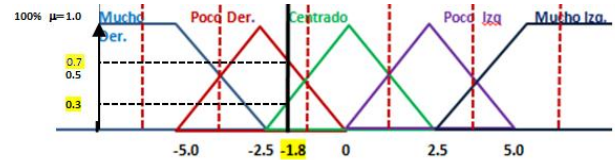


Fig. 9 Función de Membresía del sensor de entrada.

En la intersección de los puntos 0.3 y 0.7 en la figura 8, la función de salida (velocidad del motor) en los conjuntos **Avanza** y **Disminuye Derecha** se cambia la altura de estos triángulos. (Ver Fig. 10).

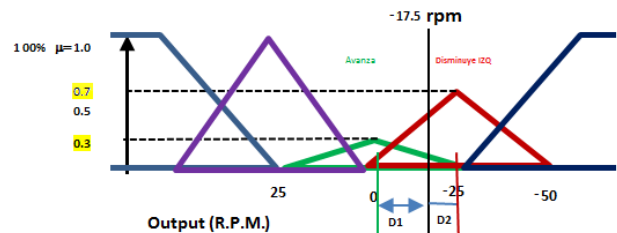


Fig. 10 Función de Membresía del sensor de salida.

Aplicando la fórmula del área del triángulo se obtiene el área del triángulo **Avanza** = 3.75, y el área del triángulo **Disminuye Der** = 15. Así la salida se determina calculando el punto de ajuste con el balance de los triángulos, obteniendo así dos ecuaciones:

$$7.5(D1) = 17.5(D2) \tag{5}$$

$$D1 + D2 = 25$$

Resolviendo estas ecuaciones simultaneas, se obtiene: **D1 = 17.5** y **D2 = 7.5**. Se toma el valor más alto y se resta con su respectivo valor medio de las r.p.m. Para obtener la velocidad requerida para la entrada poco derecha.

$$7.5 - 25 = -17.5rpm \tag{6}$$

Bluetooth. Es una especificación industrial para Redes Inalámbricas de Área Personal (WPAN) que posibilita la transmisión de voz y datos entre

diferentes dispositivos mediante un enlace por radiofrecuencia en la banda ISM de los 2,4 GHz. Los principales objetivos que se pretenden conseguir con esta norma son:

- Facilitar las comunicaciones entre equipos móviles y fijos.
- Eliminar los cables y conectores entre éstos.
- Ofrecer la posibilidad de crear pequeñas redes inalámbricas y facilitar la sincronización de datos entre equipos.

Arduino Mega 2560. Tiene la función de adquirir las señales de los sensores infrarrojos de forma analógica. Esta señal será la entrada del sistema difuso (información recibida), y por medio de los puertos PWM hacer variar la velocidad de los motores.

Sensores CNY70. La colocación de éstos determina la diferencia de potencial con respecto a la colocación del seguidor de línea sobre la línea de color blanca de la pista. Por lo tanto, la señal obtenida por los sensores representa el desfase con respecto a la línea blanca. El resultado es un voltaje entre +5 y -5 volts en el circuito de acoplamiento. Es decir, cuando la señal del sensor arroja un valor de +5 volts significa que el seguidor de línea se encuentra sobre el borde de la línea blanca del lado izquierdo. En caso contrario, si la señal del sensor arroja un valor de -5 volts significa que el seguidor de línea se encuentra sobre el borde de la línea blanca del lado derecho. (Ver Fig. 11).

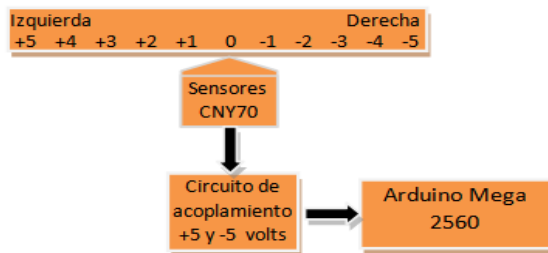


Fig. 11 Implementación y acoplamiento de los sensores.

En la figura 12 se muestra el seguidor de línea, siguiendo como trayectoria una línea blanca.

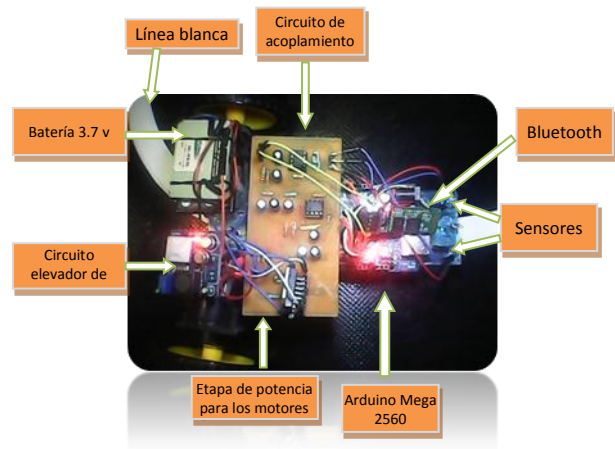


Fig. 12. Seguidor de línea.

Etapa de potencia: Se diseñó para el acoplamiento de señales digitales obtenidas del Arduino Mega 2560, mediante el integrado L298, que posee en su interior dos puentes clase H, lo que hacen es comandar 2 bobinas independientes; es decir, se pueden hacer girar ambos motores en sentidos diferentes.

III. Resultados

El desempeño del seguidor de línea fue probado en la pista con buenos resultados, al compararlo con un seguidor con control On-Off. La comparación con un seguidor con control PID, el desempeño del seguidor con lógica difusa fue mejor, pues la confusión para la elección y reacción de los motores se decidió más rápido y sencillamente con lógica difusa.

Se realizó una simulación con Matlab® para abarcar otras herramientas y comparar su eficiencia. Se seleccionó una entrada y una salida, (Ver fig. 13).

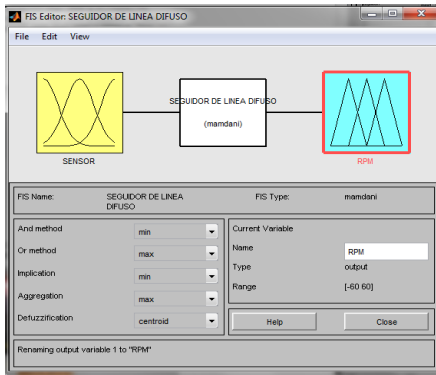


Fig. 13 Una entrada y una salida.

Una función de membresía de entrada con cinco conjuntos: Mucho Izq, Poco Izq, Centrado, Poco Der, y Mucho Der, y una función de salida Detiene Izq, Disminuye Izq, Avanza, Disminuye Der y Detiene Der, representados en Matlab. (Ver fig. 14).

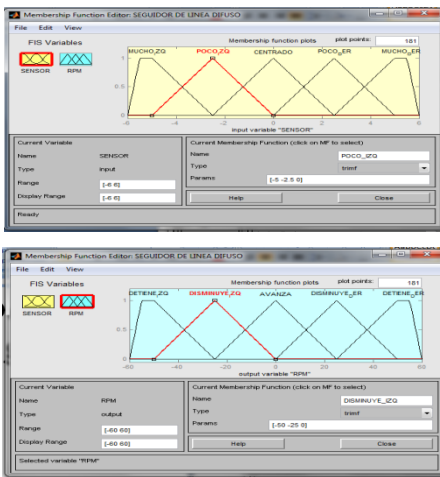


Fig. 14 Una entrada difusa y una salida difusa.

Se definió las reglas difusas lingüísticas realizando así la simulación para comparar los resultados ya trabajados en el ejercicio anterior y comprobar su buen funcionamiento. (Ver Fig. 15).

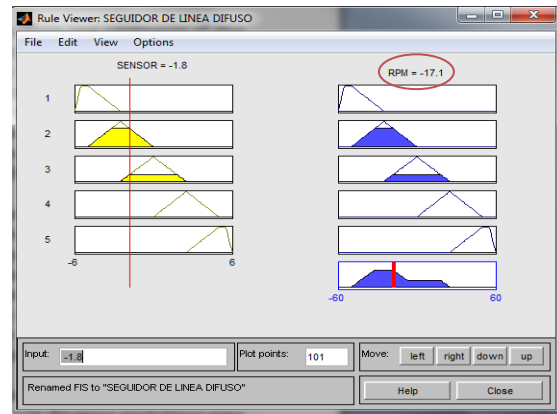
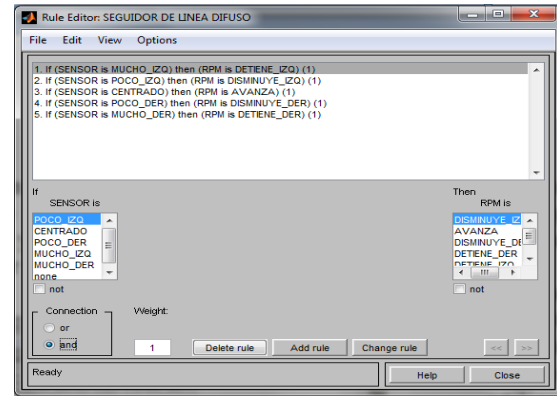


Fig. 15 Editor y visualizador de Reglas Difusas.

Para concluir, la comparación de resultados de entre MATLAB y VB6.0 (ecuaciones simultáneas) con el método de máximos y mínimos, se obtuvo valores aproximados en el resultado. Esto demuestra la eficacia de este método y que es más sencillo de implementar en arduino (Ver Fig. 16).

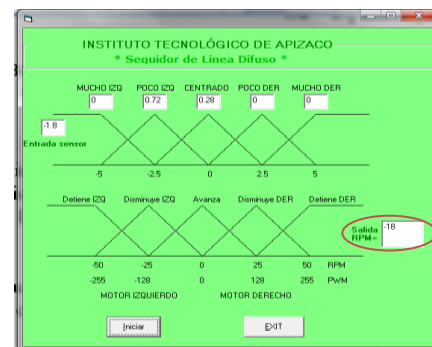


Fig. 16 Solución en VB6.0 con el método de máximos y mínimos.

IV. Discusión

El desarrollo y crecimiento del proyecto representa grandes beneficios. Ya que se alcanza

uno de los principales objetivos de la dirección general de educación tecnológica (DGEST), que es precisamente el desarrollo de tecnología mexicana que impacte directamente en la educación, y que represente un crecimiento en el saber científico y tecnológico de la comunidad tecnológica.

V. Conclusiones

La consolidación, proyección y crecimiento del proyecto posibilita que la sociedad estudiantil en general pueda ser directamente beneficiada, con el desarrollo científico y tecnológico que caracteriza a la comunidad de los institutos tecnológicos del país. También permite aplicar este conocimiento en un proyecto realizable, y competitivo dentro del mercado de la robótica para apoyo del sector industrial, con tecnología propia, a bajo costo, confiable y segura.

Además de que el sistema utiliza ecuaciones simultáneas y aplica técnicas de cómputo inteligente. Se comparó con otros sistemas y gracias a su practicidad puede ser utilizado en diferentes pistas y si se realiza un prototipo más robusto, podría estar transportando objetos o cualquier otro tipo de dispositivos en la industria.

Aunque se ha invertido en su investigación, no se ha logrado poder implantarlo en una empresa de la región.

Se espera darle seguimiento al proyecto y se puedan construir diversos prototipos para la realización de una tarea en común Nivel 6 de la Torre de Bot, y así comparar los diversos controles que se estudian actualmente, lograr comercializarlo a un costo accesible, y pueda llegar a impactar en la comunidad tecnológica como un producto confiable y muy práctico para el aprendizaje.

VI. Referencias

[1] G. McComb, "The Robot Builder's Bonanza". Edición Segunda. Año 2001. Editorial Mc Graw Hill. Ciudad New York, USA. Páginas 753.

- [2] E. Palacios, F. Remiro, "Microcontrolador PIC16F84 Desarrollo de Proyectos". Edición Segunda. Año 2006. Editorial Alfaomega Rama. Ciudad Madrid, España. Páginas 618.
- [3] T Ross, "Fuzzy Logic With Engineering Applications", Edición Segunda Mc Graw Hill, 1997.
- [4] T. Leftery H., Uhrig Robert E., Fuzzy and Neural Approaches in Engineering, Wiley Interscience Publication, U.S.A, 1997.
- [5] Reyes García Carlos Alberto, Ph.D., Apuntes de bases de conocimiento.
- [6] F. Giamarchi, "Robots Móviles Estudio y Construcción". Edit. Paraninfo, México, 2001.
- [7] J. Angulo Usástegui "Robótica Práctica, Tecnología y Aplicaciones", Edit. Paraninfo, México, 1997.
- [8] Ollero "ROBOTICA Manipuladores y robots móviles". Marcombo.
- [9] Irfan Ullahi, Furqan Ullah, Qurban Ullah, Real-time Object Following Fuzzy Controller for a Mobile Robot, Department of Mechanical Engineering, Myongji University, Yongin, South Korea, 2011 IEEE.
- [10] Sufang Wen and Lin Wang, A Study on Obstacle Avoidance for Mobile Robot Based on Fuzzy Logic Control and Adaptive rotation, Department of Control Science and Control Engineering, Inner Mongolia University of Technology, Hohhot, Inner Mongolia Province, 2012, Beijing, China.
- [11] S.M.Raguraman, D.Tamilselvi and N.Shivakumar, Mobile Robot Navigation Using Fuzzy logic Controller, International Conference On "Control, Automation, Communication And Energy Conservation - 2009, 4th-6th June 2009.
- [12] Anjan Kumar Ray, Laxmidhar Behera and Mo Jamshidi, GPS and Sonar Based Area

Mapping and Navigation by Mobile Robots,
Department of Electrical Engineering, 2009
IEEE.

VII. Autores

Dr. José Crispín Hernández Hernández obtuvo su título de Doctor en Ciencias computacionales en la University Of Angers, en Francia.

Dr. Rafael Ordoñez Flores obtuvo su título de Doctor en Ingeniería Eléctrica en la Université Paris-Sud 11.

M. en C. Haydee Patricia Martínez Hernández obtuvo su título de Maestro en Ciencias en Ingeniería Mecánica en el Instituto Tecnológico de Puebla.

Ing. Gabriel Martínez García es Ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Apizaco.

Reconocimiento de Voz usando Redes Neuronales para el Control de una Silla de Ruedas

***Yolanda Pérez Pimentel, *Ismael Osuna Galán, *Rodolfo E. Ibarra Orozco, **Juan Villegas Cortez**

*Universidad Politécnica de Chiapas, Eduardo J. Selvas S/N, Tuxtla Gutiérrez, Chiapas,(961)6128404, ypimentel@upchiapas.edu.mx, iosuna@upchiapas.edu.mx, ribarra@upchiapas.edu.mx.

**Universidad Autónoma Metropolitana, Azcapotzalco. Departamento de Electrónica. San Pablo Xalpa No. 180, Col. Reynosa Tamaulipas, CP 2200, México D.F., juanvc@azc.uam.mx.

Resumen

Recientemente los métodos de reconocimiento de voz han logrado resolver problemas usando técnicas cada vez más complejas. En el aspecto teórico, los diferentes criterios de aprendizaje discriminativo usando redes neuronales han sido introducidos para tener una visión que unifique los criterios en el reconocimiento de patrones asociados a la voz. En el campo práctico se han popularizado nuevas y cada vez más poderosas computadoras al alcance de la población en general, con lo que se puede realizar aplicaciones efectivas aplicadas al control de dispositivos. Sin embargo, el reconocimiento de voz presenta algunos desafíos aún no resueltos en su implementación en controladores en tiempo real con sistemas reconfigurables de entradas y salidas (Reconfigurable Inputs/Outputs o RIO por sus siglas en inglés). En este artículo se describe la aplicación del reconocimiento de voz en el control de una silla de ruedas, a la que se le proveerá de una interfaz electrónica y un controlador de automatización programable que permitan su desplazamiento utilizando comandos de voz básicos.

Palabras Clave: Análisis de voz, Análisis Multirresolución, Redes Neuronales, Wavelets.

I. Introducción

Con el nuevo milenio se han incorporado Sistemas de Reconocimiento de Voz (SRV) en los sistemas operativos de computadoras personales, teléfonos inteligentes (smartphones) y de dispositivos de entretenimiento, por mencionar algunos. Una de las técnicas para el análisis y reconocimiento de comandos de voz es el Análisis Multirresolución de Wavelets (MRA) [3]. En años recientes se han incorporado técnicas cada vez más complejas como lógica difusa, redes neuronales y Modelos Ocultos de Markov (HMM). La metodología básica para aplicar éstas técnicas consiste en extraer sus características principales, usando para ello métodos multirresolución para representar una señal dinámica en el tiempo en términos de sus

componentes principales con lo que se tiene un análisis en tiempo real, por último, mediante una red neuronal se realiza la clasificación.

Un sistema de tiempo real debe procesar la información y producir una respuesta en un plazo determinado, es decir, el funcionamiento de un sistema no sólo depende del resultado que devuelve la computadora, también depende del tiempo en que se produce ese resultado. Como una consecuencia, el tiempo del sistema debe ser medido usando la misma escala con que se mide el tiempo del ambiente controlado. Actualmente se cuenta con equipamiento para la implementación de prototipos en tiempo real como los PLC o FPGA. La implementación de un sistema de reconocimiento de voz usando MRA y redes neuronales en un FPGA es lo mostrado en

el presente artículo. En la sección II se presenta el planteamiento del desarrollo de nuestra solución, en cinco diferentes etapas de la implementación con detalle, para en la sección III mostrar los resultados obtenidos, en la sección IV se brinda una discusión de éstos y, finalmente la sección V muestra las conclusiones.

II. Desarrollo

La propuesta de este trabajo consta de tres partes fundamentales:

- *Reconocimiento de voz:* Consistente en analizar una señal de voz, primero extrayendo características de ella y después aprenderla y reconocerla mediante una Red Neuronal con el algoritmo de aprendizaje Backpropagation. Se utiliza para la implementación la plataforma LabVIEW debido a la posibilidad que ofrece de ser embebido dentro de un PLC o FPGA de la empresa National Instruments o de terceros, en este caso una CompactRIO.
- *Diseño del prototipo:* Una silla de ruedas estándar modificada con motores eléctricos y operada con una tarjeta CompactRIO NI 9074 en la cual se descargará el software.
- *Integración Mecatrónica:* La parte final del proyecto consiste en el diseño y construcción del prototipo. Una silla de ruedas con motores acoplados, baterías y tarjeta CompactRIO con el programa embebido para realizar el control mediante el reconocimiento de Voz.

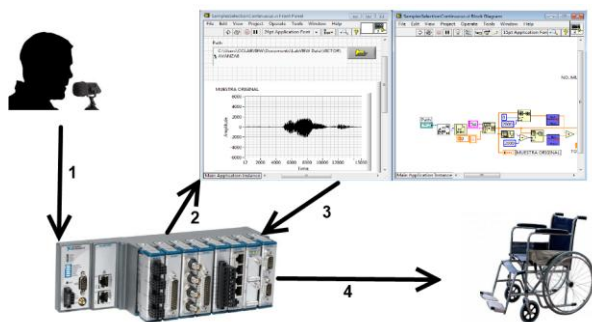


Fig. 1. Esquema general del proyecto.

El esquema de manera general del proyecto se divide en cuatro etapas (ver Fig. 1), tal como se describe a continuación: (1) La voz es adquirida por medio de un micrófono a través de una entrada analógica del módulo NI 9234. (2) Esa señal adquirida es procesada por medio del programa embebido desarrollado en LabVIEW. (3) Después del procesamiento, se envía una señal de activación mediante un módulo NI9481 de salidas a relés. (4) Esta activación es la que controla los dos motores que se han incorporado a la silla de ruedas, y hacen que avance, se detenga, o gire hacia la izquierda o la derecha dependiendo del resultado del procesamiento.

En las siguientes secciones se detallan estas etapas como módulos implementados: Reconocimiento de voz, Pre-tratamiento de la señal, Extracción de características y posteriormente el Entrenamiento de la red neuronal artificial.

II.1 Reconocimiento de voz

En la primera parte de la propuesta se diseñó un Programa de Reconocimiento de Voz mediante Análisis Multirresolución y Redes Neuronales. La metodología utilizada se divide en dos etapas, aprendizaje y prueba (ver Fig. 2).

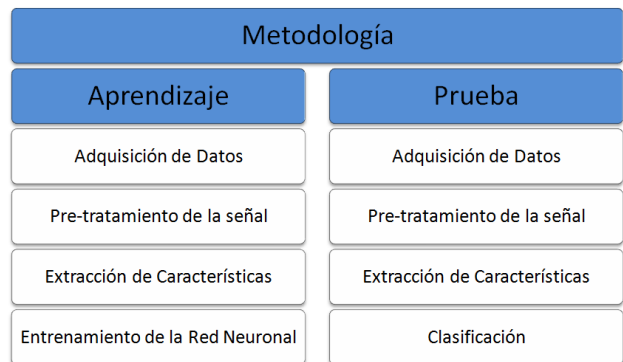


Fig. 2. Metodología para el aprendizaje y la prueba.

Adquisición de datos

El primer paso es la adquisición de las señales de voz para construir una base de datos que será usada tanto en la parte del entrenamiento como en las pruebas.

Las muestras de audio se adquirieron mediante un micrófono incorporado en una diadema. Se tomaron 4000 muestras a una frecuencia de 10 KHz. Como la aplicación que se desea desarrollar requiere que pueda discriminar en ambientes de ruido no controlados, la adquisición de datos se realizó con un mínimo de control de ruido ambiental.

La base de datos está conformada por 25 archivos de las palabras “Avanza”, “Para”, “Izquierda” y “Derecha” en idioma español, de un sólo hablante. De esos 25 archivos, 10 se utilizaron en la etapa de entrenamiento y 15 se reservaron para la etapa de prueba.

Pre-tratamiento de la señal

Después de la adquisición de datos se observa que cada muestra contiene datos que resultan inútiles, por lo cual el siguiente paso es la eliminación de tales segmentos, lo cual se lo logra tomando como referencia los niveles inicial y final de la muestra para obtener un promedio:

$$v = \frac{1}{\# \text{datos}} \sum_i^{\# \text{datos}+1} |x| \quad (1)$$

donde:

v es el valor que se desea eliminar

$\# \text{datos}$ es el número de muestras que se están evaluando.

$$\text{umbral} = \frac{v_{all} + v_{alF}}{2} + n \quad (2)$$

donde:

v_{all} es el Valor de los primeros datos

v_{alF} es el Valor de los últimos datos

$n = 2000$ datos inútiles.

Aplicando (1) y (2) fue posible realizar la selección de datos para cada palabra, se graficaron las muestras completas y las muestras con datos seleccionados para la palabra “Avanza” (ver Fig. 3), con el fin de corroborar que la selección se realizó de manera correcta.

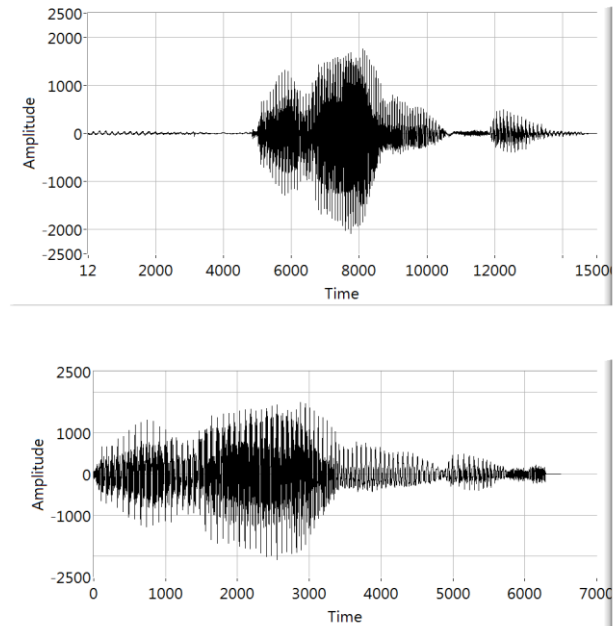


Fig. 3. Arriba, datos completos. Abajo, datos seleccionados.

Seleccionados los datos útiles de cada muestra, se procede a la normalización de las muestras, ya que la amplitud de cada una difiere, y para obtener mejores resultados, es deseable que todas las muestras estén en la misma escala, de -1 a 1. Para ello, se utiliza la siguiente fórmula:

$$M_{Normal} = \frac{(M - \text{offset})}{Escala} \quad (3)$$

donde,

M_{Normal} , es la muestra normalizada

M , es la muestra que se desea normalizar

$Offset$, Valor entre el valor deseado y el valor real

$Escala$, La escala que debe aplicarse para obtenerse el valor deseado.

Después de aplicar (3), se hicieron gráficas de las muestras normalizadas (ver Fig. 4) para hacer una comparación con las muestras en el estado anterior (ver Fig. 3) y verificar que se había obtenido la amplitud deseada.

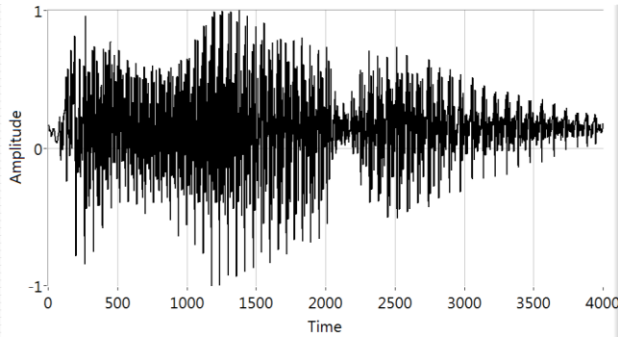


Fig. 4. Señal normalizada de la palabra avanza.

Se busca realizar el reconocimiento de palabras sin segmentar las muestras. Dado que se trata de un sistema que requiere identificar pocas palabras, se da inicio utilizando toda la extensión de la palabra, que para la palabra “Avanza” es de 6500 muestras, mientras que “Para” tiene únicamente 4500 muestras. Sin embargo, se ha considerado que las muestras deben ser

uniformes, y en escala de 2^n , por lo que se ha tomado el menor valor que cubra ambas palabras, $2^{12} = 4096$. De ésta forma, las muestras quedan uniformes en tamaño.

Extracción de características

Entre las técnicas más usadas para extraer características están la Transformada Rápida de Fourier y la Transformada con Wavelets. En este trabajo se explora el uso de la Transformada con Wavelets debido a su efectividad para realizar el análisis de la señal tanto en el dominio de la frecuencia como del tiempo [7]. La implementación de la Transformada Wavelet Discreta (TWD), se realiza mediante la técnica de Análisis Multirresolución (MRA). Se ilustra la implementación de MRA con dos niveles de descomposición (ver Fig. 5).

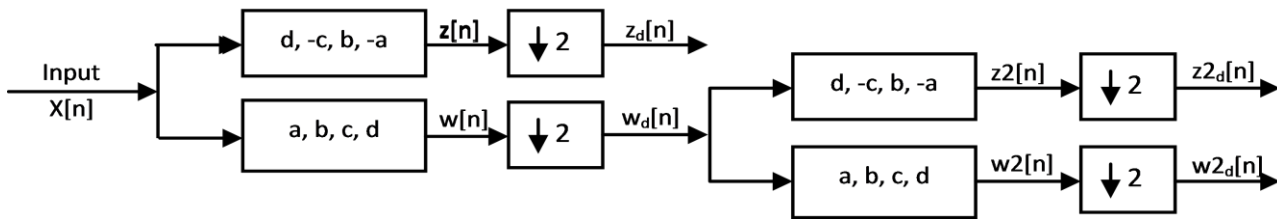


Fig. 5. Análisis Multirresolución.

donde

$$w[n] = ax + bx[n - 1] + cx[n - 2] + dx[n - 3]$$

$$z[n] = dx - cx[n - 1] + bx[n - 2] - ax[n - 3]$$

$$w_d[n] = w[n], \text{ si } n \text{ es par, } 0 \text{ en otro caso}$$

$$z_d[n] = z[n], \text{ si } n \text{ es par, } 0 \text{ en otro caso}$$

Del Análisis Multirresolución se obtienen los coeficientes de cada nivel de descomposición calculado. Teniendo los coeficientes, se calcula la energía de cada nivel, por medio de la siguiente fórmula:

$$E_{n+1} = \sum_k |x_k|^2 \tag{4}$$

donde:

k = cantidad de elementos del nivel de descomposición,

n = número de niveles de descomposición.

Para visualizar la energía correspondiente a cada palabra, en cada nivel de descomposición, se procedió a realizar un gráfico (ver Fig. 6).

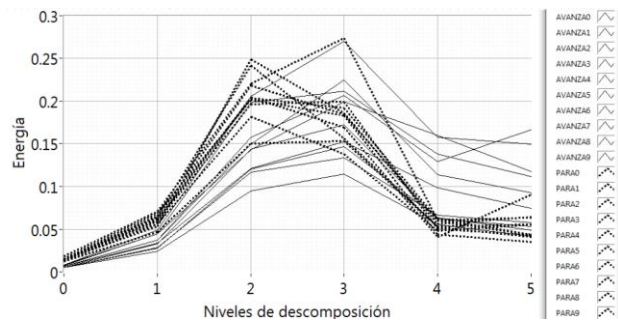


Fig. 6. Niveles de descomposición usando MRA.

Como se puede observar los niveles 4, 5 y 6 de energía (ver Fig. 6), proveen una mayor información para la clasificación. Para corroborar lo anterior, se procede a graficar dichos niveles de energía por pares. Se graficaron también los niveles 4 y

5 de las palabras “Avanza” y “Para” obtenidos por MRA (ver Fig. 7).

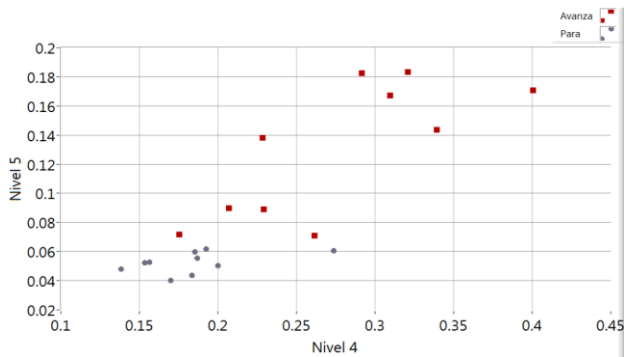


Fig. 7. Energía correspondientes a los niveles 4 y 5.

De la comparación de los niveles 4 y 5, y 5 y 6, se observa que en las 10 muestras reservadas para el entrenamiento, las clases son linealmente separables. Por lo que se proseguirá con la etapa de entrenamiento, utilizando los niveles 4, 5 y 6.

Entrenamiento de la Red Neuronal

Se procede al entrenamiento de la Red Neuronal utilizando un vector de entradas con tres características. Derivado del entrenamiento del Perceptrón, se obtiene un vector de pesos ajustados que se utilizan para la etapa de prueba.

Se realizaron las pruebas con 15 muestras, los resultados se vaciaron en una matriz de confusión (ver Tabla 1).

<i>Avanza</i>	<i>Para</i>	
8	7	<i>Avanza</i>
4	11	<i>Para</i>

Tabla 1. Matriz de confusión, primera prueba.

La matriz de confusión muestra que el nivel de clasificación es bastante bajo. Se tiene un 53.33% de aciertos al clasificar la palabra *Avanza*, y un 73.33% al clasificar la palabra *Para*.

Lo anterior, hace pensar que deben agregarse más características al vector de entrada del Perceptrón, con el fin de proveer al Perceptrón de mayor información.

Se probaron alternativamente, Estado Máximo de Energía de cada nivel (EME), Amplitud, RMS, Estado Mínimo de Energía (EmE), y se procedió a entrenar la Red Neuronal y a probarlos con el vector de pesos resultantes.

El Estado Máximo de Energía fue el que ofreció mejores resultados, mejorando notablemente los resultados de la etapa de prueba.

Los resultados de la prueba obtenidos al agregar ésta última característica se observan en la matriz de confusión (ver Tabla 2).

<i>Avanza</i>	<i>Para</i>	
10	5	<i>Avanza</i>
0	15	<i>Para</i>

Tabla 2. Matriz de confusión, utilizando EME.

De acuerdo a la matriz de confusión presentada, se tiene un 66.66 % de aciertos en la palabra “Avanza” y un 100% en la palabra “Para”, y aunque se ha mejorado notablemente la clasificación de la palabra “Para”, la palabra “Avanza” sigue con un bajo porcentaje de elementos correctamente clasificados.

Para entender mejor el problema, se procedió a graficar las muestras utilizadas, (ver Fig. 8), las gráficas corresponden a las 15 instancias, para las clases “Avanza” y “Para”, en los niveles 4 y 5 usados en la prueba.

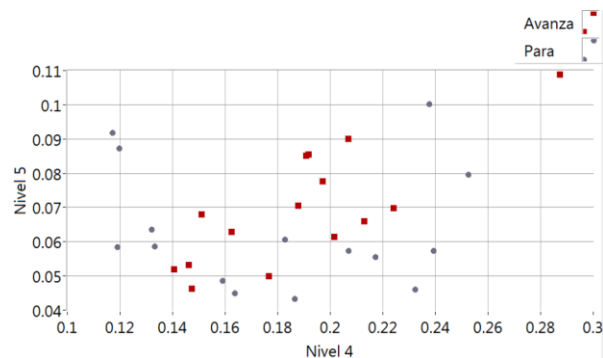


Fig. 8. Energía correspondientes a los niveles 4 y 5.

Se graficaron también los niveles 5 y 6, con la Energía Máxima del nivel, con los que se observaron resultados similares.

Analizando la gráfica, (ver Fig. 8), se puede apreciar que las muestras reservadas para la prueba, no muestran la misma disposición espacial que las del entrenamiento, y algo que salta a la vista es que no pueden ser linealmente separables. Se observó lo mismo en las otras comparaciones.

En vista de lo anterior, se deduce que se requiere la utilización de una Red Neuronal Multicapa, que permita realizar una mejor clasificación, no sólo de las dos clases propuestas, sino que se pretende incrementar el número de clases a cuatro por el momento, que serían: “Avanza”, “Para”, “Derecha” e “Izquierda”, [8].

Teniendo ya como meta la implementación de una Red Neuronal Multicapa que clasifique las cuatro palabras propuestas, lo primero que se hace es graficar las instancias para ver su disposición espacial.

Las 10 instancias de las palabras “Avanza”, “Para”, “Derecha” e “Izquierda”, también se graficaron (ver Fig. 9), y serán utilizadas en la parte del entrenamiento de la Red Neuronal con el algoritmo de aprendizaje Backpropagation.

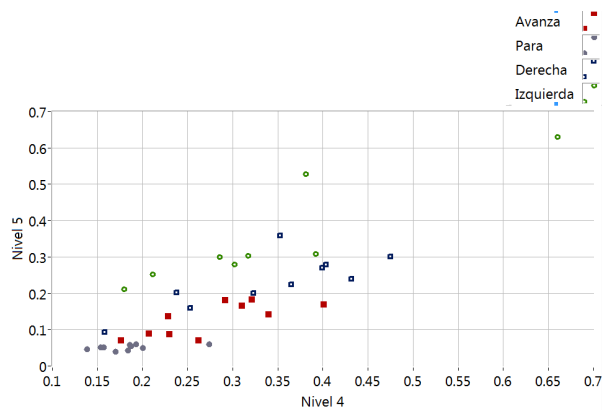


Fig. 9. Energía correspondientes a los niveles 4 y 5.

Es importante hacer notar que LabVIEW no cuenta con un módulo de Redes Neuronales. Por lo que para tener código embebido en la CompactRIO se realizaron un total de 12 programas. Los más importantes son:

- SeleccionMuestra.vi
- MatrizCaracteristicas.vi
- PerceptronTrainer.vi

- PerceptronTester.vi
- RNPrincipal.vi

El resto de ellos, aunque se encuentran anexos al proyecto son de menor jerarquía. A continuación se presentan los detalles operacionales de cada programa:

SeleccionMuestra.vi.- Permite seleccionar las muestras útiles de cada archivo, guardándolos en un nuevo archivo con extensión *.tdms.

Matriz Características.- Realiza el MRA, calcula el nivel de energía por nivel de cada muestra, selecciona el Estado Máximo de Energía de cada nivel, y guarda N muestras, que pueden ser de N muestras y N clases, en un solo archivo *.tdms. Adicionalmente, se guardó un archivo en *.lvm, el cual puede ser abierto con un block de notas y editado como archivo *.arff.

PerceptronTrainer.vi.- Consiste en un Perceptrón simple que se entrena para clasificar dos clases diferentes. El programa se detiene después de p iteraciones, las cuales corresponden al número de muestras a clasificar.

PerceptrónTester.vi.- Es el mismo algoritmo del Perceptrón implementado, sólo que realiza una sola iteración para clasificar las N muestras que se le presenten, utilizando el vector de pesos ajustado durante el entrenamiento.

RNPrincipal.vi.- Es el programa general que se ejecutará en la CompactRIO, y dónde se realizará todo el procesamiento en Tiempo Real y el control de la silla de ruedas.

II.2 Diseño del prototipo

Para reducir costos se decidió usar silla de ruedas estándar no eléctrica. Además se ha considerado que pueda mover al menos 120 kg de peso, en lo cual están incluidos, el mismo peso de la silla, la CompactRIO, motores, baterías y la persona que va a controlar la silla. De acuerdo a un análisis previo, se usarán dos motores de 12VCD que en conjunto proveen una potencia de 80 W, con el sistema de transmisión de movimiento serán capaces de mover el peso calculado a una velocidad razonable. El control es de lazo abierto

y es realizada mediante una CompactRIO NI 9074, lo que permite que trabaje de forma autónoma.

El sistema CompactRIO contiene dos módulos:

- i. NI 9234 es un módulo de cuatro canales para adquisición de señal dinámica para realizar medidas de frecuencia de audio de alta precisión, desde sensores piezoeléctricos electrónicos integrados, proporciona rango dinámico de 102 dB e incorpora acondicionamiento de señales seleccionable por software para micrófonos. Los cuatro canales de entrada digitalizan señales simultáneamente a rangos de hasta 51.2 kHz por canal con filtros integrados anti-aliasing que ajustan automáticamente su rango de muestreo.
- ii. NI 9481 es un módulo de cuatro salidas digitales. Cada canal proporciona acceso a un relé electromecánico para conectar señales hasta 60 VDC o 250 VAC a 2A y ofrece aislamiento entre canales de 250 V_{rms} y permite conexión directa a dispositivos como lo son motores DC.

II.3 Integración Mecatrónica

Una vez que el programa y la silla fueron probados de manera independiente se procedió a integrar todos los componentes del sistema. Hubo inconvenientes menores al acoplar los motores debido a que la silla es estándar no eléctrica; se hizo un análisis estructural para que este acople se realizara con las modificaciones mínimas. Y por otro lado, la selección del micrófono adecuado para trabajar en ambientes sin control de ruido.

III. Resultados

Se logró un sistema básico implementado en LabVIEW y embebido en una CompactRIO para el reconocimiento de comandos de voz usando redes neuronales mediante el Análisis Multirresolución con Wavelets. A pesar de que no se ha logrado el 100% de certidumbre al

momento de clasificación, los resultados son bastante alentadores.

Otra técnica que se desea explorar son los Modelos Ocultos de Markov, [4]. Además, se desea que el sistema funcione con múltiples hablantes y sea capaz de identificar correctamente los comandos aún en espacios ruidosos.

IV. Discusión

El trabajo presentado es la base de un sistema más complejo y robusto, que se propone ser un apoyo para las personas con discapacidad motora. Para ello se proponen ciertas mejoras: Aumentar el vocabulario que pueda reconocer el sistema añadiendo las palabras “*Lento*” y “*Rápido*”, instrumentar sensores de proximidad, encoders y de inclinación, con el fin de que la silla responda no sólo ante los comandos de voz sino a otras variables del entorno. Por ejemplo, en una pendiente ascendente será necesario mantener las condiciones de velocidad y torque para responder a las mismas órdenes “*Avanza*” y “*Para*”. De esta forma se proporciona al usuario un mejor control sobre el movimiento de la silla de ruedas.

V. Conclusiones

La combinación del Análisis Multirresolución y las Redes Neuronales prometen excelentes resultados en la implementación de un sistema de reconocimiento de voz para pequeños vocabularios. No obstante, para hacer un sistema más robusto en todos los aspectos, será necesario utilizar algunas técnicas tanto en la extracción de características como en la clasificación.

Considerando la factibilidad de la implementación que se ha demostrado hasta el momento, se busca que el sistema sea híbrido, y acepte comandos dictados de forma vocal y subvocal. Para lo último es necesario utilizar un Electro miógrafo para capturar las señales bioeléctricas de los músculos asociados al habla, con ello se reduciría enormemente el ruido ambiental que es introducido al momento de la adquisición de datos, [1, 2].

VI. Referencias

- [1] B. J. Betts, C. Jorgensen, "Small Vocabulary Recognition Using Surface Electromyography in an Acoustically Harsh Environment". NASA/TM-2005-213471. Nov 2005.
- [2] E. López Larraz, O. Martínez Moroz, "Diseño de un sistema de reconocimiento del habla mediante electromiografía". Actas del XXVII Congreso Anual de la Sociedad Española de Ingeniería Biomédica. Año 2009. Págs. 601-604.
- [3] E. Pinto Moreno, M. J. Gómez García, Análisis y Evaluación de los niveles de energía obtenidos mediante WPT para defectología de Ejes. Universidad Carlos III de Madrid. Octubre 2012.
- [4] J. L. Oropeza Rodríguez, S. Suárez Guerra, "Algoritmos y Métodos para el Reconocimiento de Voz en Español mediante Sílabas". Computación y Sistemas. Volumen 9. Año 2006. Págs. 270-286.
- [5] J. Travis, J. Kring, LabVIEW for Everyone. 3a. Edición. Año 2007. Editorial Pearson Education, Inc. Crawfordsville, Indiana, pp. 981.
- [6] LabVIEW Real-Time Application Development Course Manual. National Instruments Corporation. México. Año 2007.
- [7] M. Weeks, Digital Signal Processing Using Matlab y Wavelets. 1a. Edición. Año 2007. Editorial Infinity Science Press. Hingham Massachusetts, pp. 449.
- [8] V. Kecman. Learning and Soft Computing. Support Vector machines, Neural Networks and Fuzzy Logic Models. 1a. Edición. Año 2001. Editorial The MIT Press. Cambridge, London, England, pp. 541.

VII. Autores

M. I. D. S. Yolanda Pérez Pimentel obtuvo su título de Maestría en Ingeniería y Desarrollo de Puebla por el Colegio de Posgrado en Desarrollo de Software de Puebla. Obtuvo la Certificación como Desarrolladora Asociada en LabVIEW por National Instruments. Actualmente se encuentra realizando el Doctorado en Sistemas Computacionales en la Universidad del Sur en Chiapas. Su línea de investigación es en Redes Neuronales Aplicadas al Reconocimiento de Voz. Es Profesora-Investigadora en la Universidad Politécnica de Chiapas adscrita al área de Mecatrónica.

Dr. Ismael Osuna Galán es Doctor en Matemáticas por la Universidad Autónoma Metropolitana. Labora en la Universidad Politécnica de Chiapas adscrito al área de Mecatrónica. Tiene la Certificación como Desarrollador Asociado en LabVIEW. Su trabajo de investigación está enfocado en el Control Inteligente con Lógica Difusa y Redes Neuronales, Análisis de Vibraciones Mecánicas y Adquisición y Procesamiento de Señales.

Dr. Rodolfo Esteban Ibarra Orozco es doctor en Ciencias Computacionales por el Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey, Campus Estado de México. Actualmente trabaja como Profesor-Investigador en la Universidad Politécnica de Chiapas adscrito al área de Desarrollo de Software. Sus áreas de investigación son Memorias Asociativas, Redes Neuronales y Sistemas Inteligentes.

Dr. Juan Villegas Cortez obtuvo su doctorado en Ciencias de la Computación en el Instituto Politécnico Nacional en 2009. Actualmente labora como Profesor-Investigador en el Departamento de Electrónica de la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco, Ciudad de México, México. Su trabajo de investigación se enfoca en Reconocimiento de Patrones, Análisis de Imágenes, Redes Neuronales Artificiales, Memorias Asociativas y Aplicaciones de Reconocimiento de Fuentes.

Arquitectura Dual Core Empleando Microblaze para el Procesamiento de Imágenes de la Cámara DVS12

M. Ayala G, S. Ortega Cisneros, F. Sandoval Ibarra, J. del Valle

CINVESTAV, Unidad Guadalajara y J.J. Raygoza Panduro CUCEI, Universidad de Guadalajara, Guadalajara, Jalisco México, juan.raygoza@cucei.udg.mx, mayala@gdl.cinvestav.mx, sortega@gdl.cinvestav.mx, sandoval@gdl.cinvestav.mx, juan.delvalle@gdl.cinvestav.mx.

Resumen

En este artículo se presenta el diseño de una arquitectura funcional que permite utilizar la cámara DVS128. La arquitectura MIMD se implementa utilizando la tecnología de Xilinx para sistemas embebidos; se emplean 2 unidades de procesamiento Microblaze y una serie de periféricos que permiten tener el control de la cámara mediante el puerto USB de la tarjeta de desarrollo ML605 con una FPGA Virtex 6. Además, se presenta el diagrama de flujo del algoritmo implementado para el procesamiento de los datos que genera la cámara DVS128.

Palabras Clave: Custom Logic, DVS128, Dynamic vision sensor, FPGA, ML605, Virtex-6, usb host, Xilinx.

I. Sensor de Visión Dinámico DVS128

La retina biológica cuenta con 2 clases de sensores o foto detectores, los conos (*cones*) y los bastones (*rods*), estos últimos son más numerosos en la retina biológica y solo detectan el blanco y negro, además son útiles por su amplio rango dinámico, el cual permite ver en la oscuridad [1]. El Sensor de Visión Dinámico (DVS128) tiene una resolución de 128 x 128 píxeles o neuronas, cuya función permite emular una retina biológica. Su funcionamiento es similar a los *rods* del sistema biológico, los cuales permiten un amplio rango dinámico (120 dB comparado con 50 dB de una cámara convencional); es decir, el sensor DVS128 tiene 16,384 micro sensores que permiten, reconocer los cambios en el contraste de cada pixel, este tipos de operación son algunos de los procesos que una neurona realiza [2]. Estos cambios son enviados junto con la información que indica la posición del pixel que la generó, a través de un bus asíncrono de alta velocidad empleando el protocolo AER, el cual permite la interconexión de todas las neuronas como un sistema nervioso,

a) Características de la cámara DVS128

El sensor de visión dinámico de 128x128 píxeles, tiene la capacidad de imitar la funcionalidad de una retina biológica y tiene las siguientes características [3]:

- ✓ Rango dinámico de 120 dB.
- ✓ Consumo de 23mW del sensor y 70mW del USB.
- ✓ Protocolo AER asíncrono para la transferencia de información de cada pixel.
- ✓ Detección de contraste.
- ✓ Proceso de fabricación 0.35µm CMOS Standard.
- ✓ Correspondencia entre contraste de 2 píxeles, ajustable hasta el 2.1%.
- ✓ Latencia de 15µs.
- ✓ Transferencia de 1M_{evento}/s.
- ✓ Sincronía con multi-cámaras.

- ✓ Disponibilidad de acceso al puerto AER o USB 2.0.
- ✓ No genera *frames*, solo los pixeles que cambian su contraste, generan datos válidos.

Valid	OverFlow	TimeStamp	Y-Pos	X-Pos	Polarity
Bit 31	Bit 30	Bits 29-16	Bits 14-8	Bits 7-1	Bit 0

Fig. 1. Formato del dato que proporciona la cámara DVS128

Los campos del formato de bits que genera el dispositivo DVS128 se muestra en la Fig. 1, la descripción se define a continuación:

Valid: indica si el dato es válido o hay desbordamiento.

Overflow: bit de desbordamiento.

TimeStamp: indica el tiempo en μs de cuando se produce un mismo evento.

Y-Pos: indica la posición Y del pixel afectado.

X-Pos: Indica la posición X del pixel afectado.

Polarity: indica si el cambio en el pixel fue positivo (1 o blanco) o negativo (0 o negro).

b) Protocolo AER

El protocolo AER (*Address Event Representation*) explota el enfoque de la cámara para emular la retina biológica, debido a que los pixeles se representan como un grupo de neuronas, cuyo objetivo es proporcionar a la salida una matriz de pulsaciones de circuitos neuronales [4]. Finalmente, AER obtiene una salida serial de eventos asíncronos, los cuales se envían a través de un bus de datos.

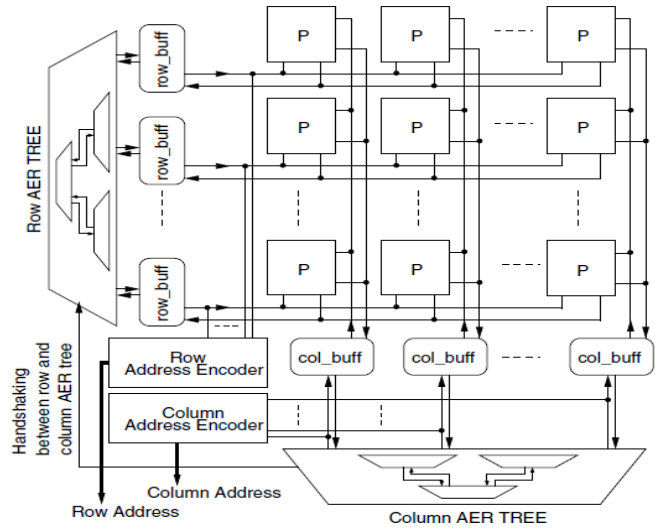


Fig. 2. Bloques básicos del protocolo AER

La Fig. 2 muestra los bloques básicos del protocolo AER, donde se observa una matriz de elementos que describen el comportamiento de los pixeles o neuronas. Cada elemento de la matriz tiene a su vez 2 entradas y 2 salidas, estas señales permiten la comunicación con el bloque *Arbiter* empleando el protocolo *hand-shake* de 4 fases. Los bloques *row_buffer* y *col_buffer* permiten gestionar un número de entradas produciendo una salida, los bloques *arbiter_col* y *arbiter_row* son asíncronos que multiplexan las entradas y producen una salida. Finalmente los codificadores permiten reducir el número de señales en el bus asíncrono del protocolo AER [5]. El funcionamiento básico del protocolo AER se puede resumir en tres fases ligadas al protocolo de *hand-shake* [6]:

- 1.- Las señales de petición de cada elemento de la matriz son generadas y se transmiten a la vez hacia el *arbiter_row* y *arbiter_col* [7].
- 2.- Debido a que más de un pixel puede generar una señal de petición. El bloque *buffer* produce solo una respuesta sin importar cuantas se generen al mismo tiempo.
- 3.- Cuando la señal de petición se genera y pasa por el *buffer*, el *Arbiter* la recibe y lo único que hace es retroalimentarla, cuando la señal sale del

Arbiter ésta se decodifica y finaliza con la comunicación de los elementos que emitieron la señal de petición, uno por cada entrada del *Arbiter*.

Cabe señalar que, las entradas del *Arbiter* definen el número de bloques que puede atender, en la Fig. 3 se presenta la simulación del modelo *Verilog* del protocolo AER de 2x2. Para una matriz de 4 elementos cuyas direcciones son $p1(10,30)$, $p2(10,40)$, $p3(20,30)$ y $p4(20,40)$ respectivamente, éstas son asignadas arbitrariamente y decodificadas por los bloques *decode (Row, Col)*. Por otro lado, existen 3 casos especiales que ayudan a validar conceptos como la capacidad de respuesta, forma de las señales de cada segmento, retardos, etc.

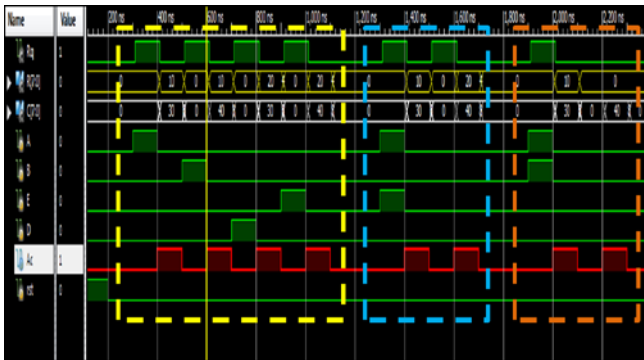


Fig. 3. Resultados de simulación del protocolo AER 2X2

En la simulación que aparece en la Fig. 3 se observa cuando $A(P1)$, $B(P2)$, $C(P3)$ y $D(P4)$ generan las señales de protocolo de *hand-shake* una tras otra, los datos salen codificados en un bus asíncrono de 8 bits, el segundo caso es cuando 2 pixeles generan una petición al mismo tiempo, por ejemplo se generan la petición solo en bloques diagonales, ya que de otra forma 2 elementos pueden emplear el primer segmento de entrada al *Arbiter Col* y 2 segmentos de entrada al *Arbiter Row*, por lo que la codificación de uno sería incorrecta.

El tercer caso es cuando $P1$ y $P2$ generan una petición, ambos emplean solo un recurso del *Arbiter Row* y los 2 del *Arbiter Col*, ocasionando un error en la decodificación de la información. Para resolver esto, se emplean un bloque que se encarga de atender las colisiones, esto se logra al

no emitir la señal de petición válida para el siguiente bloque.

c) USB Host CY7C67300

Universal Serial Bus (USB) fue desarrollado en los 90's para estandarizar la conexión entre 2 computadores y periféricos, definiendo así las características del cable, conectores, protocolo, tipo de comunicación y la potencia requerida [8]. *CY7C67300* es un dispositivo (ver Fig. 4) que se encuentra disponible en la tarjeta *ML605*, cuyo funcionamiento permite tener un *USB Host*, sin conocer el empaquetamiento de los datos o la naturaleza de las señales eléctricas. A continuación se mencionan bloques internos del *CY7C67300*:

- ✓ 2 SIE que permite gestionar hasta 4 puertos USB
- ✓ 4KB de ROM donde se almacena la BIOS
- ✓ 8KB de RAM de acceso a usuario
- ✓ 2 Modos de Operación *Stand-alone* o *Co-Procesador*
- ✓ GPIO HPI de 16 Bits logrando transferir 16MB/s
- ✓ 2 *EndPoints* de 64Bytes

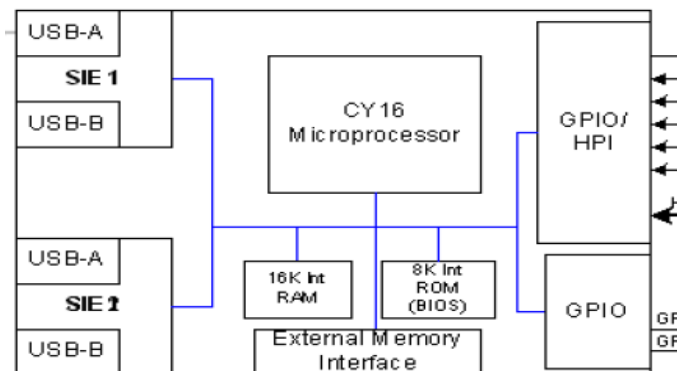


Fig. 4. Bloques internos CY7C67300

En modo *Co-procesador* el dispositivo se configura como *HPI (Host Peripheral Interface)* para tener acceso a 4 registros principales para poder comunicarse con un dispositivo, los cuales se describen a continuación:

1. *HPI Data* permite direccionar al segmento de datos de usuario o de configuración de la memoria RAM, como entrada y salidas de información, es decir entre transferencias.
2. *HPI MailBox* se emplea para la comunicación interna entre el Coprocesador y el procesador interno CY16, para la obtención de información entre transiciones, etc.
3. *HPI Address* registró que permite direccionar la memoria RAM para realizar transiciones entre *TDLList* o configuraciones del *USB Host*.
4. *HPI Status*, este registro almacena la información sobre posibles problemas entre transiciones.

Por otro lado, el FPGA interactúa con la cámara DVS128 vía USB, para este propósito se tiene que configurar el CY7C67300 como esclavo [1], éste permite comunicar el dispositivo USB controlado por el bus GPIO el cual reduce la complejidad de la comunicación USB. Para programar el controlador CY7C67300 y procesar los datos provenientes de la cámara. Es necesario enumerar el dispositivo *USB Host*, empleando un *SoftCore* Microblaze, implementado en la tarjeta ML605 la cual contiene una *Virtex-6* y el *USB Host* de *Cypress Semiconductor*[9].

d) Tecnología *SoftCore*

Los *SoftCores* son tecnologías que permiten reducir el consumo potencia dinámico, debido a que se pueden paralelizar procesos disminuyendo la frecuencia de operación de hasta 1/10. Por ejemplo, se pueden tener 10 procesadores en paralelo a 200MHz que permitan alcanzar el performance de uno a 2GHz. Por otro lado un *SoftCore* es un modelo de CPU descrito en HDL (*Verilog* o *VHDL*) que puede ser implementado en dispositivos reconfigurables o en ASIC's como CPLD's o FPGA's; la principal ventaja de esta tecnología es, que el *SoftCore* puede ser implementado como un procesador de propósito general, por lo que su programación en C, C++ y

su simulación es ampliamente conocida [10]. Los *softcores* mantienen una gran ventaja en el desarrollo práctico de sistemas y arquitecturas, debido a la gran flexibilidad en el flujo de diseño. Los *softcores* son muy flexibles permitiendo personalizar los sistemas según la aplicación. También los *softcores* no dependen de una sola tecnología, por lo que no dejarán de ser obsoletos, y finalmente, el flujo y tiempo de diseño es mucho menor.

e) *SoftCore* Microblaze

Microblaze es un *soft processor* descrito en *VHDL* que puede implementarse, en las familias *Spartan* y *Virtex* de forma optimizada y el cual es proporcionado junto con la herramienta de diseño EDK (*Embedded Development Kit*) por *Xilinx Corporation*. Dentro de sus principales características destacan [11]:

- ✓ Arquitectura *Harvard*
- ✓ Instrucciones RISC de 32 Bits
- ✓ 3 o 5 etapas de *pipeline* que optimizan en área
- ✓ Soporta interrupciones y excepciones
- ✓ 70 configuraciones posibles
- ✓ Depuración en *hardware* o empleando *Chipscope*

Se pueden configurar diferentes características del Microblaze que permiten obtener diferentes *trade-off* en la arquitectura como: frecuencia, área y *performance*, por ejemplo, si se habilitan 5 etapas de *pipeline*, será necesario mayor área para su implementación, se incrementará la frecuencia y *performance*. Por otro lado algunas configuraciones son [12]:

- ✓ Controladores de memoria y memoria cache
- ✓ FPU en formato IEEE 754
- ✓ Registros de desplazamiento
- ✓ Multiplicadores y divisores por *hardware*

- ✓ Canales FIFO para aceleración de *hardware*
- ✓ MMU
- ✓ Interrupciones y Excepciones

La arquitectura básica del Microblaze incluye diferentes bloques que pueden ser habilitados dentro de la propia arquitectura, como etapas del *pipeline*, bloques de procesamiento, memoria cache, etc. Sin embargo, aunque existe una versión más detallada, la mayoría de las aplicaciones, permiten entender su funcionamiento, empleando la arquitectura simple, la cual se muestra en la Fig. 5, donde se observan 5 etapas: La primera se encarga de buscar la próxima instrucción a ejecutar por el CPU, la segunda se realiza la decodificación de dicha instrucción, la tercera de ejecutar la instrucción empleando la ALU o movimientos entre los registros o la interfaz de memoria. Las etapas 4 y 5 son opcionales y generalmente van de la mano, estas tienen la función de cargar los segmentos de datos en las memorias cache, para tener un acceso más rápido al segmento de programa que se va a ejecutar [16].

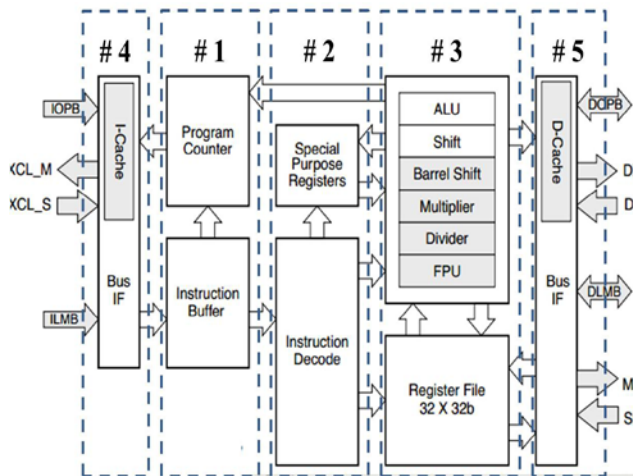


Fig. 5. Arquitectura básica del Soft Processor Microblaze

Por otro lado, el EDK de *Xilinx* permite diseñar arquitecturas completas de *hardware* y *software* incluyendo al Microblaze como CPU, por lo que se deberán atender diferentes conceptos y bloques que permiten construir dichas arquitecturas. Además, Microblaze puede incluir

3 tipos de buses básicos LMB, PLB y FSL. También, *Xilinx* proporciona las herramientas necesarias para el diseño de *Custom IP's* empleando el EDK.

Sin embargo, estas fases de diseño son más complicadas y requieren de habilidades como: síntesis en *VHDL* o *Verilog*, para el diseño *Custom Logic* y programación en C o C++ para el diseño de *Drivers*. Estas fases de diseño emplean 3 herramientas para poder implementar la arquitectura en el FPGA:

ISE Project Navigator: Síntesis (*NetList*), implementación y archivo de configuración del FPGA físico.

XPS Xilinx Project Specification: Diseño de la arquitectura del Microblaze (70 Configuraciones), Generación del *NetList*, *Custom IP's*, etc.

SDK Software Development Kit: Compilación de los archivos de programación de usuario. Generación del *download.bit*, de el *Debug as Hardware, Run as Hardware*.

II. Arquitectura Multi-Core

La computación paralela, es una forma de procesamiento en la que se realizan varias operaciones de forma simultánea, basándose en el principio de que los problemas grandes pueden ser divididos en problemas más pequeños, que pueden ser resueltos de forma concurrente en varias unidades de procesamiento, permitiendo que el trabajo se complete en un tiempo menor [11].

a) Arquitectura *Dual Core* Propuesta

La arquitectura *Dual Core MIMD* permite responder en tiempo real a las necesidades de acceso a la cámara DVS128, ya que un solo Microblaze es capaz de acceder en tiempo real al 70% de los datos en su máxima transferencia, sin embargo realizar el despliegue de los datos y procesarlos requiere de que la frecuencia de reloj

sea mucho más alta; esto implica portabilidad y consumo de potencia más elevados.

Microblaze requiere de construir una arquitectura que permita validar el *hardware* que se esté implementando, por lo que se propone una arquitectura *dual core*, que involucre periféricos compartidos y periféricos independientes.

La Fig. 6 muestra la arquitectura *Dual Core* propuesta, la cual involucra algunos periféricos importantes, otros simplemente fueron asignados para realizar una inspección y validación del *software* y *hardware*.

Por otro lado, las características de ambos módulos, cada uno con un Microblaze son simétricos, en cuanto a la memoria de datos, e instrucciones es del doble para el procesador 1, ya que aquí es donde se implementaran las rutinas y algoritmos de procesamiento.

Para evaluar el desempeño del procesador 2, se emplea el *GPIO leds*, donde se desplegará un contador el cual tiene un algoritmo de retardo basado en bucles de control, donde se podrán medir de forma visual, el número de operaciones por segundo; una forma adicional es temporizar las rutinas empleando el *timer 2* y el valor resultante se guarda en la memoria SDRAM. Una vez hecho esto el usuario puede leer el dato con el procesador 1 y desplegarlo en la consola usando el *UART*.

Por otro lado, los periféricos *XPS MailBox* y *XPS Mutex* se emplean para controlar el acceso a los recursos compartidos, es decir, cada procesador puede acceder a la memoria SDRAM de forma ordenada, sin afectar la integridad de los datos.

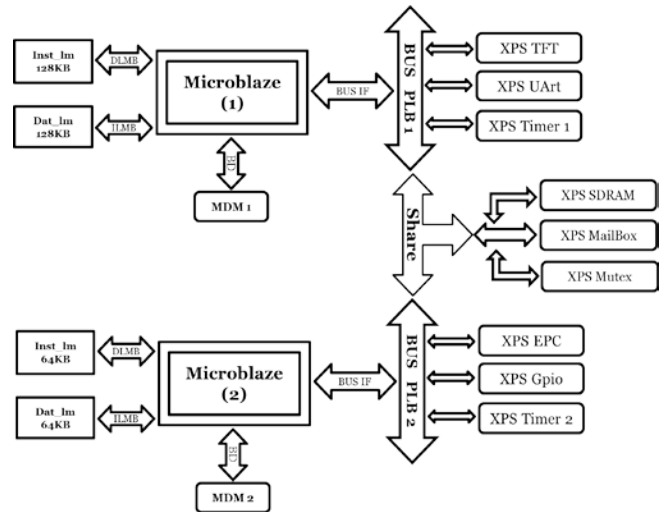


Fig. 6. Arquitectura Dual Core propuesta

La distribución de los Microblazes dentro del FPGA puede observarse en la Fig. 7, ya que si hacemos *Zoom* en la herramienta *FPGA editor* del ISE, se observa que en esa área se están implementando memorias, *DPS's*, registros y lógica combinatorial, de la cual está conformada la arquitectura del Microblaze.

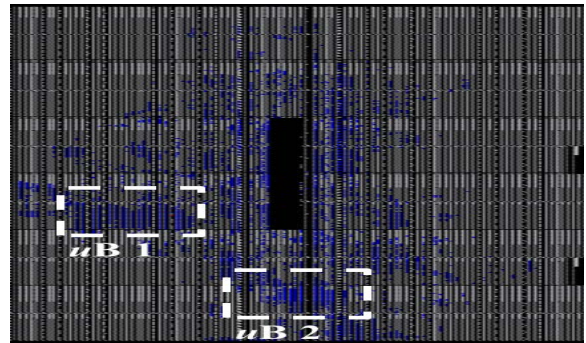


Fig. 7. Floorplain de la arquitectura Dual Core

Por otro lado, si se implementan 1 o 3 Microblazes se observan áreas similares. Además, esto nos permite concluir que los Microblazes que se empleen, tienen en su *Net Lits* recursos específicos.

III. Resultados Experimentales

En la Fig. 8 se puede observar la lectura de 880Bytes (220 eventos) de la cámara, empleando el *USB Host* y un Microblaze. El dato se presenta sin polaridad, es decir solo la posición en *X* y *Y*

que genera cada evento; este patrón permite observar la tendencia de los datos y reconocer por ejemplo si los datos son aleatorios y el patrón es sucesivo podría significar ruido, en cambio si los datos se encuentran alrededor de un cuadrante de la matriz de sensores, será un objeto.

Por otro lado, también nos permite entender la naturaleza del funcionamiento de la cámara, ya que no es común que genere una matriz de datos (*frame*) que contiene el valor en la intensidad de cada pixel, y por tanto reconocer que un algoritmo común de procesamiento de imágenes, no podría ser aplicado para la detección de objetos, sin embargo si fuera necesario reconocer las características del objeto, seguramente se aplicaría un algoritmo común a toda la imagen, que en primer lugar son solo 16K pixeles y por tanto requieren menor computo [13].

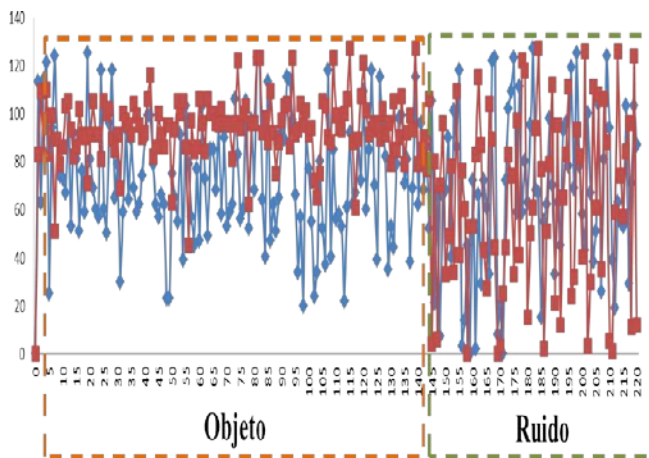


Fig. 8. Grafico de datos generado por la cámara DVS128

A) Implementación Física

La Fig. 9 muestra el resultado de implementar la arquitectura anterior sobre un FPGA, logrando comunicar la cámara DVS128 empleando el protocolo USB y un FPGA. Se observan 2 imágenes idénticas de distintos tamaños, cuya finalidad es mostrar el resultado de la comunicación con la cámara. Cabe señalar que la imagen es totalmente dinámica, esto implica que en una fotografía instantánea se pierdan algunos

detalles. Es importante indicar, que solo se están extrayendo y procesando, paquetes de 150 eventos (600 Bytes) de la cámara.



Fig. 9. Resultados de la Arquitectura Dual Core que muestra la imagen en pantalla

b) Algoritmo para la Detección de Objetos

El empleo de esta tecnología, permite implementar un algoritmo capaz de encontrar distintas características de un objeto [14]. Por otro lado, cabe señalar que solo un objeto puede estar en movimiento dentro de la escena y solo se emplean los primeros 2 bytes de información que proporciona la cámara por cada pixel (Posición en X, Posición en Y y Polaridad).

Este algoritmo es sintetizable en *hardware Custom Logic* para acelerar el procesamiento de la información. La Fig. 10 muestra un diagrama de flujo que describe el algoritmo de procesamiento para el sensor DVS128, el cual inicia aplicando un pre-algoritmo de etiquetado o *cluster*, que se encarga de agregar 2 campos de información al dato generado por la cámara que indique el *clúster* al que pertenecen y cuantos objetos pertenecen al *clúster* [15].

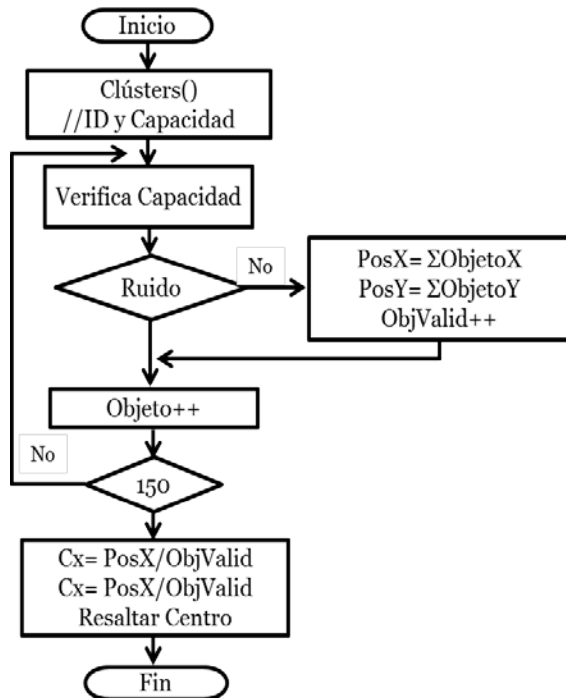


Fig. 10. Algoritmo de procesamiento básico

El siguiente paso es hacer un barrido a los 150 eventos, verificando que ese evento pertenezca a un *clúster* con un número definido de objetos, si el evento pertenece a un *clúster* con pocos objetos se considera como ruido. Después, si el evento es válido, se hace una sumatoria y se incrementa una variable *Evt* que indica el número de eventos válido, al terminar de procesar los 150 eventos, se calcula el Centroides de los datos y se dibuja un cuadro en las coordenadas del Centroides. La Fig. 11 muestra los resultados de aplicar el algoritmo, el cual indica de manera visual donde se encuentra el Centroides geométrico para cada segmento de datos capturado y no de todo el *frame*.



Fig. 11. Resultados de aplicar detección del centroides

IV. Conclusión

El empleo de la tecnología *SoftCore* puede aplicarse a diferentes áreas, que requieran procesamiento específico y ahorro de energía, ya que como se observa en este trabajo la tecnología de Xilinx permite una flexibilidad muy interesante a la hora de validar conceptos y resolver aplicaciones, cuyo *performance* puede compararse al que se obtiene con un equipo de gran tamaño y con un costo relativamente mayor. Por otro lado, el empleo de la cámara DVS128 es dispositivo inspirado en sistemas neuromórficos, el cual tiene como resultado un procesamiento de imagen en los píxeles que presentan cambios continuos, reduciendo de esta forma los paquetes de información para cada imagen. En conclusión podemos establecer que tal dispositivo neuromórfico puede ser controlado por un *softcore*. Ofreciendo las bondades de un diseño altamente flexible y fácil de actualizar.

V. Referencias

- [1] K. I. D. D. Liu, de *Analog VLSI: Circuits and Principles*, Massachusetts London, England, Bradford Book The MIT Press Cambridge, 2002, pp. 123-145.
- [2] Carver Mead, "Neuromorphic Electronic Systems," *Proc. IEEE*, Vol. 78, No. 10, October 1990.
- [3] IniLabs, «DVS128 Dynamic Vision Sensor with USB 2.0 or AER interfaces,» [En línea]. Available: <http://www.inilabs.com/support/documentation>. [Último acceso: 27 1 2013].
- [4] P. H. Hans Kristian Otnes Berge, «High-Speed Serial AER on FPGA,» *IEEE*, n° 1-4244-0921-7, 2007.
- [5] R. J. y. B. E. Ortega S., «Sincronización Self-Timed: Protocolo de 4 Fases,» Escuela Politécnica UAM. Universidad Autónoma de Madrid, Madrid España, 2008
- [6] J. W. John Lazzaro, «A Multi-Sender Asynchronous Extension to the AER Protocol,» Computer Science Division UC Berkeley Berkeley CA , n° 94720-1776, 2009.

- [7] John Lazzaro and John Wawrzynek, "A multi sender asynchronous extended to the AER protocol" Proc. ARVLSI 16th Conference on Advanced Research in VLSI, IEEE Computer Society Washington, DC, USA ©1995.
- [8] EZ-USB Technical reference manual available in www.cypress.com
- [9] I. D. L. A. M. A. S. K. Jason G. Tong, «Soft-Core Processors for Embedded Systems,» de *The 18th International Conference on Microelectronics (ICM)*, Department of Electrical and Computer Engineering Research Centre for Integrated Microsystems Windsor, Ontario, Canada, 2006.
- [10] P. B. G. S. L. T. M. R. Nicolas Saint-Jean, «Application Case Studies on US-Scale, a MP-SOC for Embedded Systems,» *IEEE*, vol. 07, pp. 88-95, 2007.
- [11] M. P. García, «Microprocesadores empotrados en FPGAs MicroBlaze™ y Descripción Hardware,» Instrumentación Electrónica con Microprocesador II: Procesadores Avanzados, Universidad Carlos III, Madrid, 2009.
- [12] ML605 Hardware user guide available at www.xilinx.com
- [13] B. Jahne, «Digital Image Processing,» *IEEE*, pp. 30-35, 2005
- [14] A. Jiménez, «Sistema de reconocimiento y localización de objetos cuasiesféricos por telemetría láser. Aplicación a la detección automática de frutos para el robot AgriBot,» de *Tesis de doctoral*, Madrid España, Universidad Complutense de Madrid, 2000, pp. 50-85.
- [15] E. G. Santillán, «Detección y clasificación de objetos dentro de un salón de clases empleando técnicas de procesamiento digital de imágenes,» de *Tesis de Maestría*, Estado de Mexico, Universidad Autónoma Metropolitana, Mayo 2008, pp. 30-60.
- [16] Axelson Janet, USB Complete, 3rd ed, Lakeview research, 2005. pp 85-140

VI. Autores

Susana Ortega Cisneros es investigadora del Centro de Investigación y Estudios Avanzados del IPN, CINVESTAV. Es Ingeniera en

Comunicaciones y Electrónica egresada de la Universidad de Guadalajara, México, el grado de Maestro en Ciencias lo obtuvo en el Centro de Investigación y Estudios Avanzados del IPN, Zacatenco México. Susana Ortega recibió el grado de Ph.D. en Informática y Telecomunicaciones en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid, España. Ella se especializa en el diseño de la arquitectura digital basada en FPGAs, DSPs y microprocesadores.

Juan Luis del Valle es profesor titular en el Centro de Investigaciones y estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional, a continuación se menciona su formación académica: Ing. en Comunicaciones y Electrónica, ESIME-IPN, México (1963), M.C. con especialidad en Ing. Eléctrica, CINVESTAV-IPN, México (1965), Dr. en Cristalografía, La Soborna, Francia (1970). Las líneas de Investigación que maneja son: Diseño y simulación de dispositivos semiconductores, desarrollo de dispositivos integrados de potencia, potencia inteligente.

Juan José Raygoza Panduro es profesor del departamento de electrónica del CUCEI, de la Universidad de Guadalajara, es Ingeniero en Comunicaciones y Electrónica de la Universidad de Guadalajara, México, obtuvo el grado de Maestro en Ciencias en el Centro de Investigación y Estudios Avanzados del IPN, México. Juan José Raygoza recibió grado de Ph.D. en Informática y Telecomunicaciones en Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid, España. Se especializa en el diseño de la arquitectura digital basada en FPGAs, microprocesadores, sistemas embebidos, sistemas electrónicos aplicados a la biomedicina y MEMS.

Federico Sandoval I. es profesor titular en el Centro de Investigaciones y estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional, a continuación se menciona su formación académica: Lic. en Electrónica - Física, Fac. de Ciencias, UASLP, México (1988).M.C. con Especialidad en Electrónica, INAOE, México (1991),Dr . En Ciencias con Especialidad en Electrónica,

INAOE, México (1998). Las líneas de investigación que maneja son: Diseño de CIs analógicos/digitales CMOS, Desarrollo de MAGFETs, Diseño de circuitos y componentes para RFID.

Miguel Antonio Ayala González es Ingeniero en Electrónica por la Universidad Autónoma de Nayarit (2005-2010), actualmente es estudiante de maestría del CINVESTAV.

Sistema de Freno ABS Mejorado con Modelo de Control Difuso y Visión

***Gabriel García Ponds, *Juan Villegas Cortez, *Carlos Avilés Cruz, *Iván Vázquez Álvarez,
Ismael Osuna Galán

*Universidad Autónoma Metropolitana, Azcapotzalco. Departamento de Electrónica. San Pablo Xalpa No. 180, Col. Reynosa Tamaulipas, CP 02200, México D.F., gabrielgponds@gmail.com, juanvc@azc.uam.mx, caviles@azc.uam.mx, aivan@azc.uam.mx.

**Universidad Politécnica de Chiapas, Eduardo J. Selvas S/N, CP 29010 Tuxtla Gutiérrez, Chiapas. iosuna@upchiapas.edu.mx.

Resumen

El sistema de frenos ABS ha sido uno de los más exitosamente usados en la industria automotriz, tras su validez de funcionamiento en aviones, los cuales deben frenar fuertemente una vez que han tocado tierra. Actualmente este tipo de frenos se usan donde hay que detener un vehículo en alta velocidad, ya que este permite al vehículo tenerlo controlado sin perder el arrastre o tracción. El sistema ABS se activa con base a una lectura de sensores mecánicos del motor del vehículo y a la vez de la activación abrupta del frenado por parte del conductor. En este artículo presentamos un modelo que coadyuva en mejorar la activación del sistema ABS a partir de reglas de control difuso y visión por computadora, teniendo resultados prometedores en la simulación matemática y de laboratorio.

Palabras Clave: ABS, Control difuso, Lógica difusa, Visión.

I. Introducción

El procesamiento digital de imágenes es relativamente reciente, aunque se comenzó a estudiar muy tarde en la historia de la computación, ya que antes de trabajar en ello había que desarrollar el hardware y los sistemas operativos que permitieran hacerlo. Por otro lado, los algoritmos y las técnicas de optimización que han tenido que desarrollarse para el procesamiento digital de imágenes son muy sofisticados y elaborados. En la actualidad existen muchas aplicaciones de software que permiten el procesamiento digital de imágenes digitales, muchas de estas utilizan técnicas o algoritmos que son conocidos por la comunidad que trabaja en ello, pero otros utilizan sus propias variantes o técnicas nuevas que están poco documentadas [1].

El procesamiento digital de imágenes contempla el procesamiento y el análisis de imágenes. El procesamiento está referido a la realización de transformaciones, a la restauración y al

mejoramiento de las imágenes. El análisis consiste en la extracción de propiedades y características de las imágenes, así como a la clasificación, identificación y el reconocimiento de patrones [2].

Actualmente existen muchos problemas que demandan nuevas soluciones, y este es un campo de aplicación del procesamiento digital de imágenes tal como la idea intuitiva de aplicar una ayuda al sistema de frenos ABS de un vehículo a partir de “lo que ve” o “puede ver” el conductor del vehículo. Es por ello que aquí presenta la propuesta de un sistema de visión que coadyuve en la activación o “disparo” de un sistema de frenos ABS [3, 4]. Por otra parte se tiene el área de estudio de la conducción automática del vehículo, cuyo aspecto no demanda una interacción con el análisis visual de la superficie de rodamiento, y esta parte esta fuera del alcance de este trabajo; pero lo que aquí se trabaja involucra el análisis preliminar de la textura de la

superficie por parte del sistema de visión propuesto.

La metodología de implementación del sistema de visión propuesto en el automóvil, con sus módulos se muestra en la Figura 1. Este consiste en el uso de una cámara de video montada en un automóvil, conectada a una computadora portátil. En la Figura 1 se presenta el detalle de su montaje en la parte delantera del vehículo, así como el espacio de rodamiento capturado en el cuadro de video digital con un ancho (A) y un largo (L) lo que es el campo de visión para los experimentos considerados.

Para este proyecto se plantean los siguientes tres escenarios a estudiar de condición de tipo de suelo de desplazamiento del vehículo:

- Terreno normal con luz de día.
- Terreno mojado o húmedo, con luz de día.
- Terreno con poca luz, o luz nublada.

El sistema propone, tras la adquisición y análisis de video, deducir un coeficiente de fricción asociado a las condiciones capturadas, la deducción la planteamos como un análisis de condiciones y que den como resultado la activación o no del sistema de frenos ABS.

En la sección II se detalla el desarrollo del sistema propuesto, los aspectos de cada módulo y las consideraciones de la implementación con las especificaciones técnicas en la sección III. Los

resultados obtenidos hasta ahora en la sección IV, y unas conclusiones en la sección V.

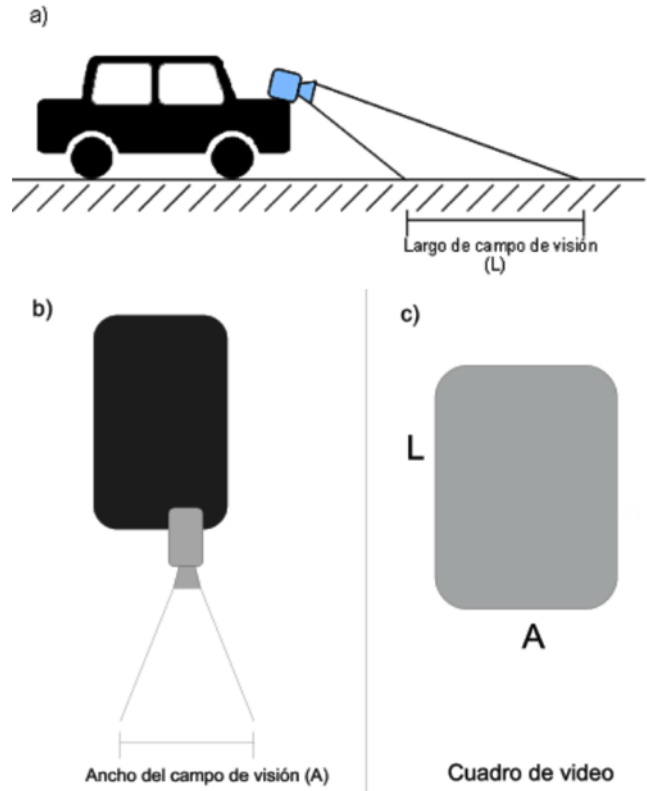


Fig. 1. Diagrama del sistema de visión propuesto en su montaje en la unidad (a), la posición de la cámara al frente del automóvil (b), y las dimensiones del cuadro de video a considerar largo (L) y ancho (A) (c).

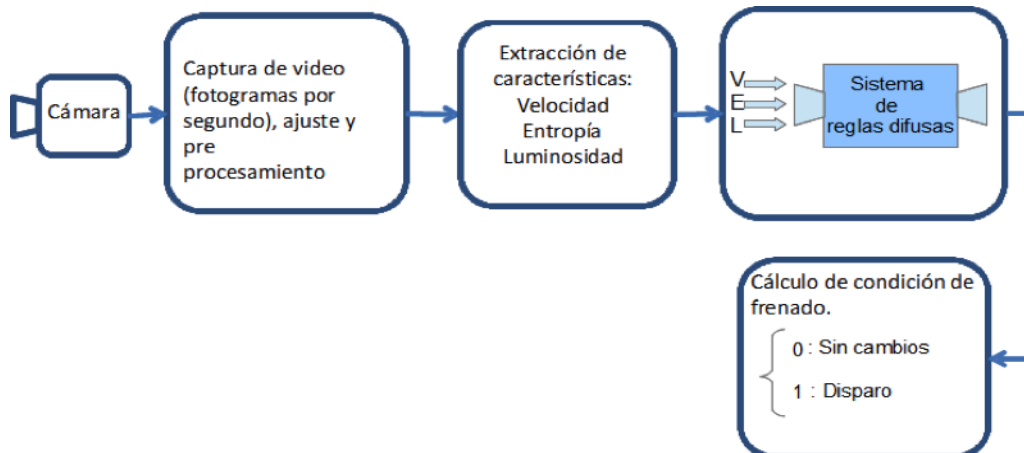


Fig. 2. Diagrama de la metodología de sistema de visión propuesto, en cuatro módulos de operación.

II. Desarrollo

En la Figura 2 se muestra la metodología del sistema de visión con detalle que se usa, y el proceso que se realiza en cada uno de los módulos que lo conforman, como nuestra solución propuesta. A continuación se detallan los módulos.

- *Cámara:* Se utilizará para hacer la captura de los fotogramas (ubicar su punto óptimo de colocación), ver Figura 1 y 3.
- *Captura de video:* En ésta etapa se hace un ajuste de las características de los fotogramas (resolución o tamaño del cuadro a obtener, análisis de la calidad de la imagen obtenida por la cámara para nuestro propósito) por segundo en el video digital obtenido, ya que las pruebas se hacen en condiciones idealizadas y tentativamente en los espacios disponibles dentro de nuestra unidad de estudios.

Uno de los preprocesamientos a los cuadros del video es un cálculo de entropía que involucra dos variables, la velocidad y la luminosidad; adicionalmente se plantea la ecualización del histograma de la imagen, como otro posible preprocesamiento que es una transformación que ajusta los niveles de luminosidad de la imagen con una distribución uniforme mas detalles de esta y otras técnicas de DIP pueden verse en [2].

- *Cálculo de condición de frenado:* (dos posibles estados: $\{0, 1\}$ como salida), utilizando un sistema de reglas difusas a partir de tres variables, dos de ellas normalizadas $[0, 1]$, y L , E y V con valores como se muestran en la Tabla 1.

Variable	Mínimo	Máximo	Unidades
V	40	150	Km/h
E	0	1	Normalizado
L	0	1	Normalizado

Tabla 1. Variables consideradas del modelo de visión y sus valores.



Fig. 3. Cámara usada en el proyecto.

III. Especificación técnica

El proyecto que se presenta en esta propuesta se realiza mediante el lenguaje de Java y el software LabVIEW NI Vision Builder para preprocesar las imágenes tomadas por la cámara utilizando el sistema operativo MS-Windows 7.

La cámara que utilizamos para captura de video digital en formato VGA (640x480 pixeles), es la NI 1772C Smart Camera (véase Figura 3), se han realizado pruebas poniendo la cámara en tres diferentes posiciones del vehículo, para poder encontrar el punto en el cual se obtienen los mejores resultados en cuanto a la calidad de las imágenes.

Se ha propuesto un sistema de Lógica Difusa (Fuzzy Logic) para que al momento de hacer el procesamiento de las imágenes se tenga un criterio más amplio para poder obtener un coeficiente de asociación más adecuado a la superficie de rodamiento, este es un valor entero, 0 ó 1, tal como se muestra en la Figura 2 en el bloque de “Extracción de características”.

Los sistemas que usan la lógica difusa han demostrado brindar una salida, modelada como valor de decisión, con base a criterios sobre reglas que siguen la lógica de un conjunto de condiciones dadas a la entrada del sistema, y tras ser procesadas, nos otorgan una salida que se ajusta a nuestras necesidades [5]. Para nuestro modelo la salida es una condición de: *activación* (1) o *no-activación* (0).

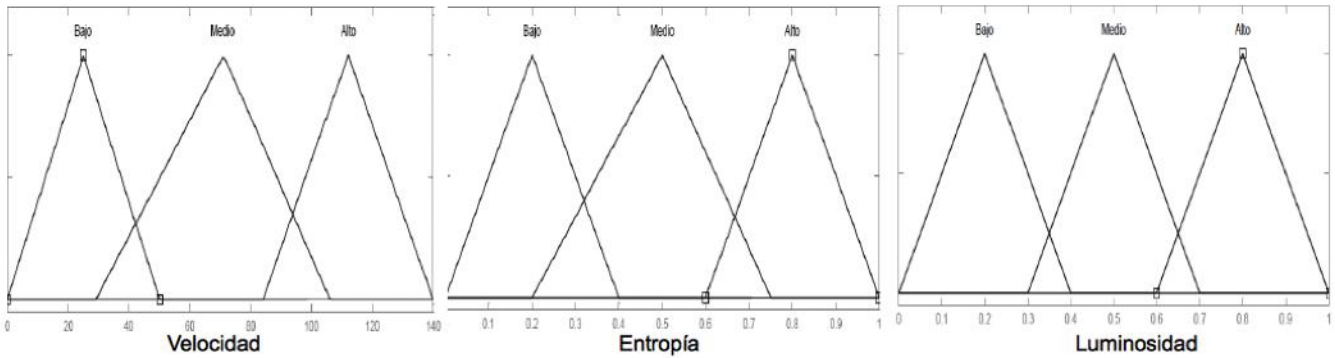


Fig. 4. Variables que se consideran en el modelo difuso, y las tres etiquetas para cada una.

Es así que en nuestro modelo a las tres variables consideradas como involucradas en la operación en movimiento del vehículo son la velocidad (V), la entropía (E), y la luminosidad (L) [6]. La Velocidad se extrae por diferencia de los cuadros en movimiento que se extraen, como una primera aproximación se considera que nuestro automóvil tiene movimiento rectilíneo uniforme, i.e. el móvil describe una trayectoria recta, y la variación de velocidad (aceleración) es mínima ($dv/dt \cong 0$), y en todo el tiempo se desplaza sobre un plano horizontal, esto es lo que se puede considerar “operación ideal”, antes de que se dé una condición de activación de frenos. La lectura de los tiempos de cada fotograma se considera con su desviación estándar de la lectura estimada (± 0.0004), con base a la distancia recorrida de 1 Km, a través de la fórmula para un movimiento rectilíneo uniforme ($v=d/t$), con “ d ” la distancia recorrida y “ t ” el tiempo empleado en recorrerla.

La entropía se toma como un estimado de cambio en las imágenes de los propios fotogramas, i.e. se considera como una medida del grado de “desorden o agitación” que se tiene en el cambio de las imágenes, tal que de tenerse un espacio uniforme u homogéneo el valor de la diferencia de las entropías de los fotogramas es cercano a cero ($E \cong 0$). Para este análisis las imágenes son tomadas en escala de grises, y el valor de Entropía lo asociamos al tipo de textura, o superficie de rodamiento, de uso. Consideramos a la Entropía definida como:

$$E = - \sum_{i=1}^n p(x_i) \log p(x_i) \quad (1)$$

Para más detalles de las consideraciones teóricas del valor de la entropía desde el Procesamiento Digital de Imágenes se puede consultar [2].

En el cálculo de la luminosidad, se considera el cálculo del histograma de la imagen, a fin de tener los valores máximos y mínimos promedios que arrojen el nivel de luminosidad, i.e. “luz”, en la imagen o fotograma.

Finalmente, los valores de Entropía y Luminosidad se consideran normalizados entre $[0, 1]$, y los valores de Velocidad de consideraron entre $[0, 150]$ Km/h, acorde a la consulta de la oficina de la Secretaría de Protección y Vialidad en la Cd. de México, ya que según estos son los valores de velocidad máximos detectados en escenarios de accidentes viales en las vías de alta velocidad o sin semáforos en la ciudad.

Los algoritmos utilizados en los trabajos que se encuentran en la literatura especializada están basados, en su mayoría, en lo que se conoce con

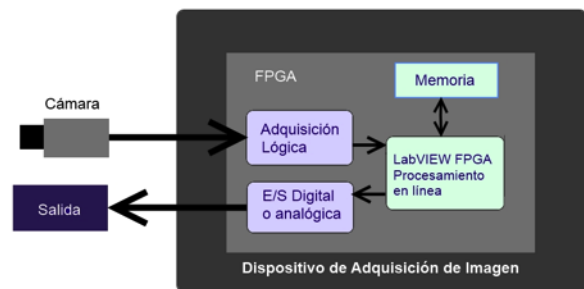


Fig. 5. Esquema de implementación en LabVIEW.

el término de “umbralización”. La umbralización es una técnica clásica de análisis de imágenes consistiendo el proceso en calcular un valor de corte o valor umbral, que será utilizado para eliminar los pixeles de la imagen que no cumplan cierta condición. En la Figura 7 se muestra un ejemplo de procesamiento de los cuadros de la imagen ya en la implementación dentro de LabVIEW [6], que más adelante se detalla (ver Figura 5).

Con todas estas consideraciones de modelado de nuestras tres variables, se han ajustado tres etiquetas para cada una de las variables: Bajo (B), Medio (M) y Alto (A). Véase la Figura 4 para ver los intervalos para cada etiqueta en el sistema difuso.

Modelo propuesto de reglas difusas.

A continuación se muestran un conjunto preliminar de reglas lógicas implementadas en el sistema difuso, considerando las condiciones de activación, por ejemplo:

Si la **V**elocidad es Media y la **L**uminosidad es Baja Y la **E**ntropía es Media, Entonces Activa ABS (1).

```

If V=B AND L=B AND E=M then 1
If V=M AND L=B AND E=M then 1
If V=M AND L=B AND E=B then 1
If V=A AND L=B AND E=M then 1
If V=A AND L=B AND E=B then 1
If V=A AND L=M AND E=A then 1
If V=A AND L=A AND E=A then 1
If V=A AND L=B AND E=M then 1
    
```

III. Resultados

El sistema propuesto se ha implantado en dos partes, la primera es la puramente simulada en Matlab, y la segunda en el sistema de simulación para ya aterrizar en NI LabVIEW. Por parte de la simulación se ha tenido un funcionamiento sin error, el esperado.

Las pruebas de la simulación se han realizado a partir de alimentar al sistema difuso (*.fis), con patrones-vectores de tres entradas, o variables, en el orden [V, E, L], y aplicando un umbral ≥ 0.65

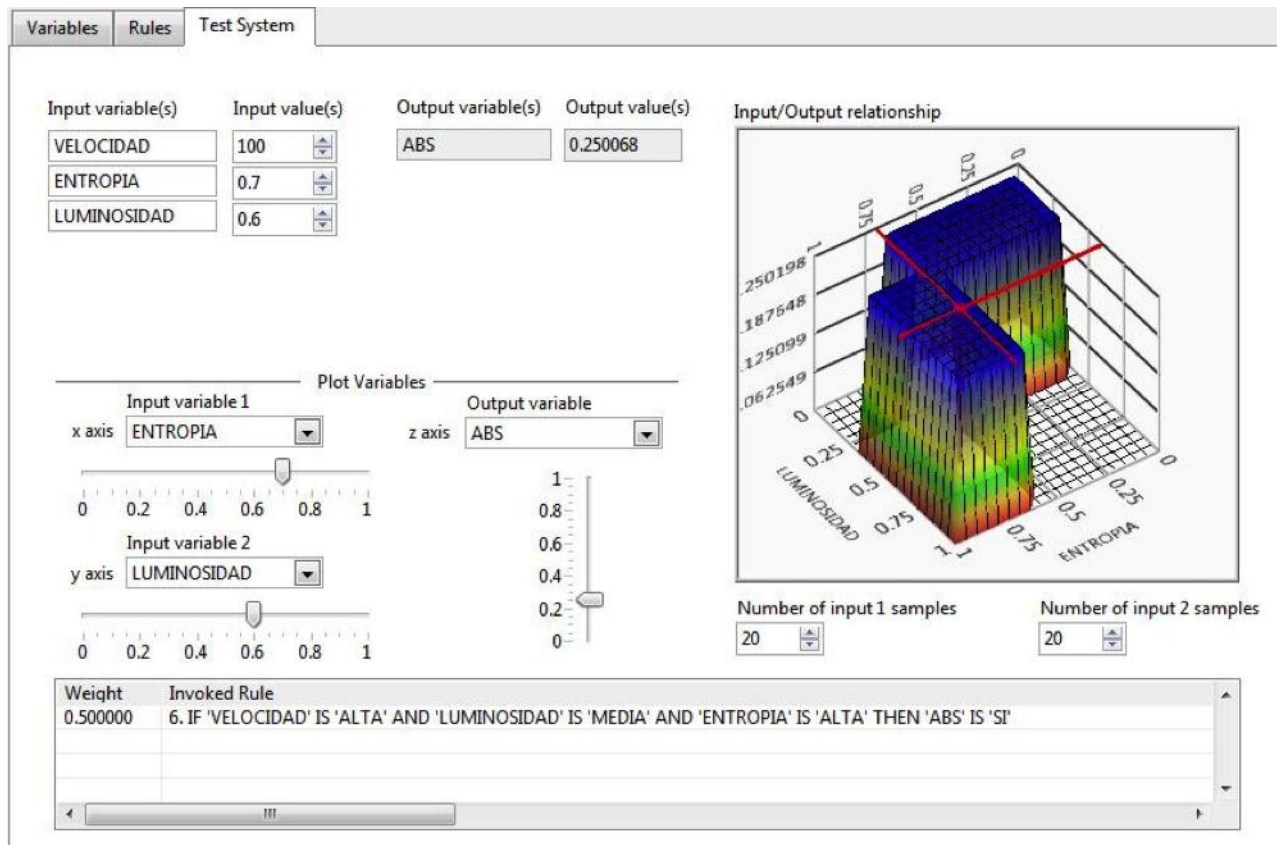


Fig. 6. Implementación del sistema difuso en LabVIEW.

para “activación” o “1”, y valores inferiores, <0.65 para “no-activación” o “0”. Para probar el sistema se generaron 1000 vectores de estos, con valores aleatorios dentro de los rangos de las variables, tal como se muestran en la Tabla 1. Con todos estos valores se obtuvieron resultados sin error.

Se realizó la programación usando LabVIEW FPGA sin usar lenguajes de bajo nivel como VHDL, los cuales reducen el tiempo de desarrollo y eliminan la necesidad de diseños complejos de hardware. La Figura 5 muestra un ejemplo de cómo es usada la programación FPGA para realizar todo el procesamiento de la imagen, lo que resulta en un mínimo de latencia del sistema. Se realiza un procesamiento preciso de alta velocidad en imágenes adquiridas desde la cámara NI 1772C Smart Camera. En la Figura 6 se muestra una captura de pantalla del sistema funcionando en LabVIEW [6, 7].

El módulo de lógica difusa [8] de LabVIEW se puede usar para realizar aplicaciones en hardware de adquisición de datos, basado en FPGA, se pueden crear aplicaciones completas de control automatizado. En este caso la adquisición de la imagen y la respuesta para indicar la aplicación del sistema de frenado ABS.

Muchos algoritmos de procesamiento de imágenes son inherentemente en paralelo y por lo tanto es adecuado para implementaciones FPGA. Estos algoritmos que impliquen operaciones en píxeles, líneas, y la región de interés no necesitan información de imagen de alto nivel, tales como

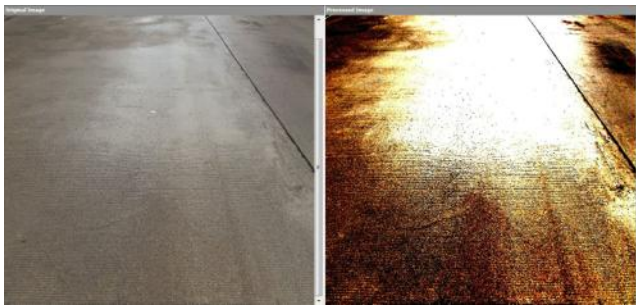


Fig. 7. Ejemplo procesamiento de cuadro de imagen obtenido por la cámara.

los patrones u objetos en la imagen. Puede realizar estas funciones en las pequeñas regiones de bits, así como en varias regiones de una imagen al mismo tiempo. Puede pasar los datos de la imagen a la FPGA en paralelo y, debido a un procesador central no se requiere para procesar los datos, proceso que los datos simultáneamente. El procesamiento de imágenes FPGA reduce los recursos computacionales requeridos para análisis de imágenes.

IV. Conclusiones

En el presente documento hemos mostrado nuestra propuesta de solución, al problema de coadyuvar a la activación de un sistema de frenos ABS, con apoyo de visión por computadora y un sistema difuso. Desde el modelado de la solución en dos soportes (Matlab y LabVIEW), hemos podido corroborar la efectividad de su funcionamiento, tal como se plantea hasta este momento el modelo.

Actualmente estamos trabajando en la implantación del modelo directamente en la cámara, ya que el dispositivo lo permite y tiene sus particularidades de operatividad por parte del fabricante, mismos que requieren una instrumentación robusta para evitar la pérdida de datos de video o salida de activación del sistema de frenado ABS. El sistema simulado en LabVIEW ha mostrado el mismo comportamiento que el modelado en Matlab, pero lo que perseguimos es la implantación en hardware, cuyos resultados estaremos reportando posteriormente, junto con la integración a un tarjeta FPGA para la unión, o enriquecimiento, de la señal del sistema de frenos ABS de laboratorio de pruebas.

V. Referencias

- [1] Kenneth R. Castleman, Frenos ABS, Editorial Prentice Hall, 1996.
- [2] Rafael C. Gonzalez and Richard E. Woods, Digital Image Processing, Addison Wesley Publishing Company, 2007.

- [3] Guangyu Chen, Texture based road surface detection, Case Western Reserve University, 2008, case1213805526.
- [4] Yuichi Ishino, Hitoshi Saji, "Extraction of Road Markings from Aerial Images", SICE Annual Conference 2008, August 20-22, 2008, The University Electro-Communications, Japan.
- [5] B. Martín del Brío, A. Sanz Molina, Redes Neuronales y Sistemas Borrosos, Editorial Alfaomega, 2007.
- [6] LabVIEW Real-Time Application Development Course Manual. National Instruments Corporation. México. 2007.
- [7] Digital Image Processing Course Manual. National Instruments Corporation. México. 2007.
- [8] E. Aguirre, A. González. A fuzzy perceptual model for ultrasound sensors applied to intelligent navigation of mobile robots. Applied Intelligence, vol. 19, no. 3, p. 171-187, 2003.

Dr. Iván Vázquez Álvarez, obtuvo su doctorado con especialidad en Sistemas de Control. Sus áreas de interés son el Reconocimiento de Patrones, el Aprendizaje Automático y la implementación de soluciones en sistemas de frenos ABS orientadas al sector automotriz.

Dr. Ismael Osuna Galán, cuenta con estudios de licenciatura y posgrado en Matemáticas por la Universidad Autónoma Metropolitana. Obtuvo la certificación CLAD por le empresa National Instruments. Sus áreas de interés están relacionadas con la instrumentación virtual, software embebido, lógica difusa y reconocimiento de patrones.

VI. Autores

C. Gabriel García Ponds, es estudiante próximo a graduarse de la Ingeniería en Computación en la UAM Azcapotzalco. Sus áreas de interés es el desarrollo de aplicaciones móviles interactivas, la implementación de soluciones en sistemas difusos y la Visión por Computadora.

Dr. Juan Villegas Cortez, obtuvo su título de Doctor en Ciencias de la Computación con especialidad en Reconocimiento de Patrones y Algoritmos Evolutivos, sus áreas de interés es la Visión por Computadora, el Reconocimiento de Patrones, el desarrollo e implementación de algoritmos Evolutivos-bioinspirados y el Aprendizaje Automático.

Dr. Carlos Avilés Cruz, estudio su doctorado en Grenoble, Francia. Sus áreas de interés son El Reconocimiento de Patrones, la Visión por Computadora, los clasificadores Bayesianos, el Aprendizaje Automático y el desarrollo de algoritmos bioinspirados.

Juego de Aprendizaje de Física Utilizando Lógica Difusa en HTML5

Ernesto Jonnatan Arroyo Pilatowsky, Ricardo Abel Espinosa Loera, Carlos Delgado Mata

Universidad Panamericana campus Bonaterra, Josemaría Escrivá de Balaguer 101, Aguascalientes, Ags.
México CP 20290, 449 9106216, jonnatan.arroyo@up.edu.mx, 0801270@up.edu.mx, cdelgado@up.edu.mx.

Resumen

En este artículo se describe el trabajo sobre un video juego diseñado en HTML5 para dispositivos móviles y equipos con navegador web compatible con este lenguaje. El videojuego está basado en el juego shuffleboard y utiliza física adaptativa para mejorar la experiencia entre el jugador y la computadora. Esto es, la IA se adapta según las habilidades del jugador. Por lo que el juego se hace más difícil para el jugador hábil, pero al mismo tiempo, el juego se hace más sencillo para el jugador inexperto. Lo anterior se logra aplicando lógica difusa para afectar la respuesta y la eficiencia de la IA alterando la fuerza y la posición de la ficha. Utilizando como plataforma gráfica Construct 2.

Palabras Clave: Videojuego en HTML5, Física Adaptativa, Construct 2.

I. Introducción

El juego ha sido un componente cultural importante. Algunos argumentan que el juego es incluso anterior cultura. Además, Huizinga argumentó que el juego ha sido esencial para la civilización humana. Afirma, en su obra seminal [1], que el juego "trasciende las necesidades inmediatas de la vida y da sentido a la acción de juego". Es decir, "todo el juego significa algo". A este respecto, McGonigal [2] va más allá y afirma que los juegos pueden ser utilizados para ayudarnos a hacer frente a los problemas del mundo real. Ella también dice que la gente se está moviendo a los mundos virtuales para aliviar los inconvenientes del mundo real.

A pesar de que no se comparten algunas de sus afirmaciones más audaces, si se está de acuerdo con ella, que los juegos proporcionan una plataforma para que los seres humanos lleven al límite de sus capacidades, ya que éstos proporcionan una cantidad satisfactoria de desafío, algo que el trabajo diario no concede a menudo. Es decir, el desafío no es fácil, pero al mismo tiempo, no es imposible de superar. Esto es similar al objetivo de este

trabajo. Es decir, hacer que la experiencia entre dos jugadores sea más gratificante a través de proporcionar una cantidad adecuada de reto. Para ello, utilizamos el concepto de *flow* "la sensación de satisfacción, estimulante de la realización creativa y funcionamiento elevado" [3].

El *flow* se describe en el influyente trabajo de Csikszentmihalyi [4], donde se encontró que las personas se desempeñan mejor (él establece que entran en un estado de *flow*) cuando sus capacidades se ponen al límite a través de desafíos adecuados. Por ejemplo, algunos atletas se realizan mejor cuando se enfrentan a un reto poderoso. Un ejemplo de ello es que en la temporada de fútbol del año 2011, en la cual, los aficionados al fútbol europeo fueron testigos de hazañas realizadas por el futbolista galés Ryan Giggs, quién en los cuartos de final de la liga de campeones (y más aún) contra el Chelsea, el jugador otorgó las tres asistencias para todos los goles del Manchester United en esa serie.

Esto es similar a los casos reportados en el deporte por Csikszentmihalyi y por la experiencia personal de los autores cuando han sentido que no se puede fallar ni una canasta, ni errar un pase

en el fútbol. La Fig. 1 muestra el canal de *flow*, que es el área que se encuentra entre la zona de ansiedad (donde los desafíos se encuentran por encima de las habilidades) y la zona de aburrimiento (donde los retos que están por debajo de las habilidades). También puede verse que a medida que las habilidades o capacidades mejoran, el reto tiene que aumentar para que la persona no caiga en el área de aburrimiento. Igualmente, si el desafío se elevó entonces las habilidades se necesitan mejorar de manera que la persona se encuentre en el canal de *flow* y fuera del área de la ansiedad.

Por otro lado, los videojuegos han alcanzado un nivel cercano al foto-realismo gráfico. Por lo tanto, las imágenes virtuales pueden confundirse con las imágenes de la realidad. Esto crea una alta expectativa en los jugadores de videojuegos. Sin embargo, el rendimiento de algunos oponentes manejados por la computadora no corresponde al nivel de realismo gráfico. Por lo tanto, la percepción del usuario es afectada de manera drástica[5]. Para resolver este problema, se ha llevado a cabo investigación para explorar diversas técnicas con el fin de mejorar la credibilidad en el comportamiento de los personajes. En [6] se presenta un estudio sobre credibilidad de los personajes en entornos virtuales. Otro ejemplo de lo anterior, es que el juego de Überpong [7], donde el comportamiento de los oponentes está provisto de un perfil de personalidad para hacerlos más creíbles. En el trabajo descrito en este documento se presenta otro enfoque para mejorar la experiencia de los jugadores; en particular, la atención se centra en los juegos disputados entre un jugador y la IA, en la que la IA se deberá de adaptar según la habilidad de cada jugador, para evitar el aburrimiento o la ansiedad.

Juegos adaptables.

Para mejorar la experiencia de los jugadores, se han desarrollado juegos de video que se adapten al jugador. Un ejemplo de esto es el llamado

balanceo del juego (*game balancing*). Esto es, que el juego se modifique para que el jugador disfrute la experiencia (y por tanto juegue por más tiempo) y no se frustre si el juego es muy complicado ni se aburra si el juego es muy sencillo. Esto se ha investigado para modificar la complejidad en juegos de un jugador [8].

De manera similar existe investigación en juegos que se modifican (adaptan) dependiendo del estado emocional del jugador. Un ejemplo relevante es el presentado en [9], donde una mecánica del juego (velocidad del oponente) es adaptada continuamente dependiendo del estado emocional del jugador. Los datos obtenidos se utilizan para predecir el modo de juego (aburrido, frustrante o disfrutable), y así modificar la velocidad del oponente en consecuencia.

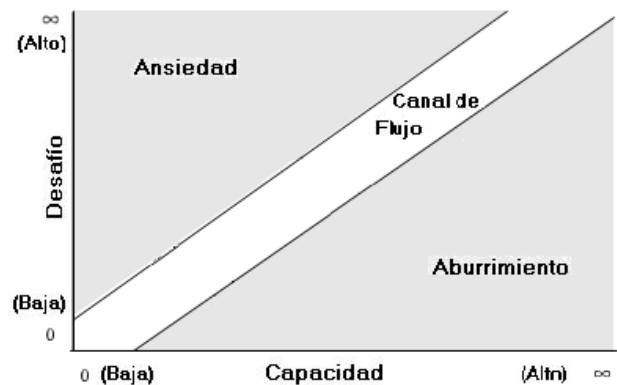


Fig. 1. Canal de Flow.

Por otro lado, se han publicado resultados preliminares sobre investigación acerca de modificar la complejidad del juego para juegos entre dos oponentes humanos [10]. El objetivo de juego ya no es competitivo, si no social. Este tipo de juegos es apropiado donde un jugador es muy hábil (por ejemplo un padre) y el otro es principiante (por ejemplo un niño preescolar).

Física en juegos de vídeo.

Como se mencionó anteriormente, el nivel de realismo gráfico en juegos de última generación es cercano al foto-realismo. Debido a esto, también se ha optado por mejorar el realismo en el comportamiento de los objetos con la utilización de motores de física en juegos de vídeo. En [11] se presenta un estudio de diferentes motores de física y se describe un trabajo anterior. El motor gráfico utilizado fue Construct 2, este incluye su propio motor de física, el cual fue utilizado para modificar las propiedades de los elementos en juego.

Construct 2

Construct 2 es un motor de juegos para plataformas con soporte HTML5. Está basado en su antecesor Construct Clasic que era motor de juegos basado en DirectX. Construct 2 es un IDE de diseño en el cual no es necesario escribir código, solo se requiere agregar elementos y configurar sus acciones y propiedades, por lo que no se requiere experiencia al programar.

El IDE del Construct 2 está formado principalmente por programación a bloques, lo que hace sencilla su utilización por usuarios principiantes como expertos.

HTML5

HTML5 es el nuevo estándar del HTML. Esta nueva versión tiene soporte para audio y vídeo así como canvas para dibujo en 2D, elementos necesarios para el soporte de videojuegos. Este estándar permite ejecutar los juegos en cualquier navegador que lo soporte, por lo que se puede ejecutar en distintos dispositivos móviles, así como en computadoras de escritorio sin necesidad de adaptar el código.

II. Desarrollo

El videojuego descrito en el presente artículo está basado en el juego de mesa shuffleboard (ver Fig. 2) con modificaciones en la distribución del área de puntaje. El tablero consiste de una superficie lisa con tres franjas el centro, las cuales determinan el puntaje. La franja central da dos puntos y las laterales un punto.



Fig. 2. Mesa de Shuffleboard.

El Shuffleboard es un juego de mesa con una antigüedad de más de 500 años. Sus orígenes son desconocidos, pero se supone de origen Europeo. El juego combina elementos de otros juegos como el air hockey, boliche, bocce, curling, croquet y billar. Es un juego que consiste en una mesa y tres fichas de color por jugador. La mesa consta de una superficie de madera lisa rodeada de un canal o surco en el cual las fichas pueden caer. Cada jugador debe lanzar con la mano una ficha de forma intercalada para dejarla lo más cerca a la orilla contraria y así sumar puntos (ver Fig. 3).

Para el desarrollo de este videojuego se hicieron varias modificaciones al juego original, manteniendo las reglas. La primera modificación fue tener una sola región de franjas de puntuación, en lugar de tenerlas en las orillas se colocó en el centro, y los jugadores deberán impulsar sus fichas con un palo tipo taco de billar, de cada lado en vez del mismo.

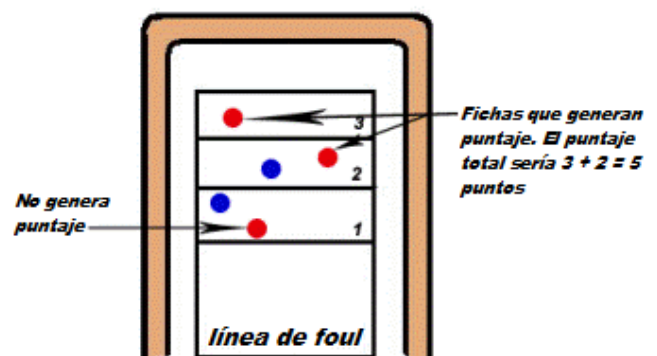


Fig. 3. Sistema de Puntuación del Shuffleboard.

El juego consiste en golpear las fichas en turnos intercalados con un taco (tipo billar) para intentar colocar las fichas en las franjas centrales y así sumar puntos (ver Fig. 4). Los jugadores pueden golpear las fichas del juego para modificar el puntaje.

Los elementos que lo forman son:

- Tablero con áreas limitadas.
- 3 fichas color azul para jugador.
- 3 fichas color rojo para IA.
- Tacos de golpe.

III. Método

El objetivo último del trabajo presentado en el presente artículo es que la persona disfrute el juego, independientemente del nivel de cada jugador. Esto es, el juego no debe ser muy complicado para el jugador inexperto, ya que el jugador se frustraría, ni muy sencillo para el jugador habilidoso, ya que éste se aburriría. Para lograr lo anterior se utilizará la estrategia descrita en donde se tienen los siguientes objetivos:

1. La inteligencia artificial deberá reaccionar según los tiros del jugador. Si el jugador es habilidoso, la IA deberá ser agresivo, es decir, buscar sumar puntos restándole al jugador para ganar.
2. En caso contrario la IA deberá ser dócil, es decir tratar de jugar como si el jugador no consiguiera puntos.

Para lograr estos objetivos, se han seleccionado un conjunto de parámetros.

Parámetros

Para el trabajo descrito en el presente artículo se seleccionaron los elementos configurables (mencionados en la sección II):

1. Fuerza de golpe en la I.A.
2. Ubicación del disco en el eje.

Para conseguir los objetivos mencionados se designaron las siguientes variables de control.

Posición final del disco en el eje x. Esto es para generar una idea de cuál fue el nivel de tiro para así sumar o permanecer igual el resultado del tiro del jugador correspondiente.

Colisión existente del disco. Esto sirve para cambiar el marcador del tiro contrario y así generar una competitividad no solo en el tiro si no en el ataque directo al puntaje contrario.

Estas variables de control son utilizadas como alimentación al agente que controla el balanceo del juego y que utiliza lógica difusa para lograr física adaptativa.

Lógica Difusa para el balanceo de juego.

Para adaptar el juego se utiliza lógica difusa, en donde se manejan conceptos en los cuales no se tiene una pertenencia absoluta (binaria--verdadero o falso). Si no se tiene un grado de pertenencia a un conjunto.

La lógica difusa ha sido aplicada de manera exitosa en juegos de video [12] para manejar a los personajes que no son el jugador *NPC* (por sus siglas en inglés) en el presente trabajo se utiliza lógica difusa para controlar la respuesta de la IA en base a la habilidad del jugador.

Se desarrollaron dos funciones de pertenencia para adaptar la física.

La Fig. 4 muestra la función de membresía de entrada que evalúa el resultado del tiro del jugador en relación a la posición final de la ficha en el eje x (0 a 742 px). Esta está dividida en 5 regiones, debido a que el tablero es simétrico.

La Fig. 5 muestra la segunda función de membresía de entrada, la cual evalúa si el tiro del jugador afectó el puntaje de la IA.

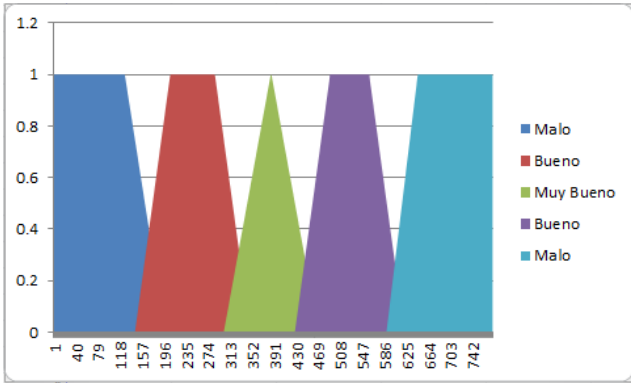


Fig. 4. Función de membresía de acuerdo al resultado en posición del tiro del jugador.

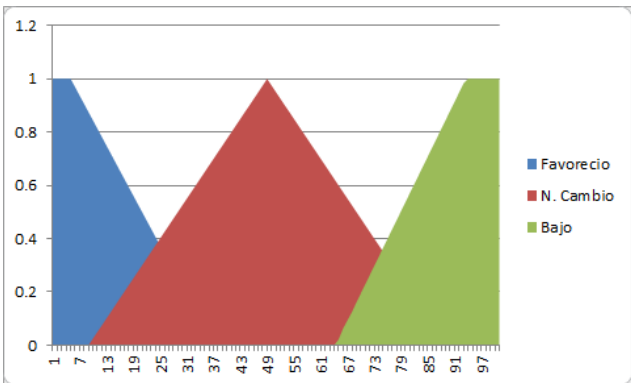


Fig. 5. Función de membresía de acuerdo al resultado en puntaje del tiro del jugador.

La Fig. 6 muestra la función de salida del sistema. En ella se marcan tres regiones, dócil, normal y agresivo. El método utilizado para la inferencia difusa es el Mamdani [13].

La Fig. 7 muestra el Plot de superficie dado el sistema de inferencia difuso con la variable de salida de la reacción de la IA y con dos variables de entrada: tiro en x jugador y afectación del puntaje de la IA y salida.

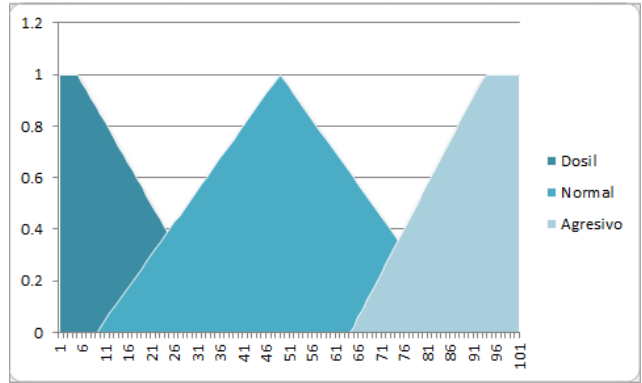


Fig. 6. Función de salida de respuesta de la IA.

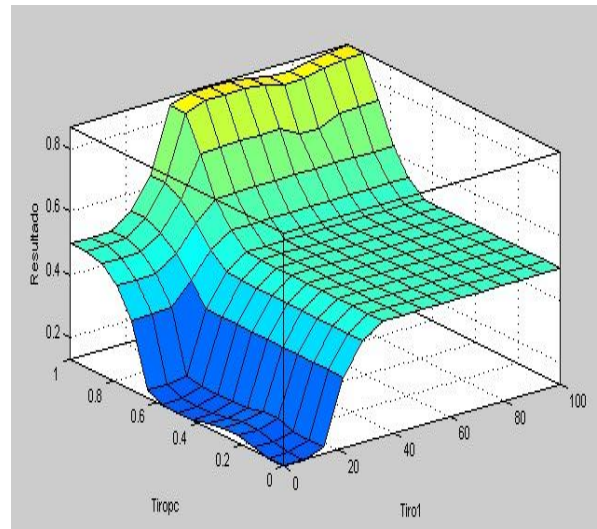


Fig. 7. Plot de superficie del tablero.

Game Balancing para el juego.

El balanceo de juego se define según el resultado de la lógica difusa. El resultado puede caer en tres zonas distintas: dócil, normal y agresivo. Dependiendo del resultado la IA reaccionará de la siguiente manera:

- Si la salida es dócil la IA responde de forma aleatoria buscando no afectar el puntaje del jugador contrario.
- Si la salida es normal tirará de manera aleatoria sin tomar otra precaución.
- Si la salida es agresiva buscará sumar

puntos afectando a su vez el puntaje del jugador.

Al comenzar el juego el jugador siempre tendrá el primer tiro, lo cual permitirá al sistema de lógica difusa hacer el cálculo para el tiro de la IA, en la Fig. 8 se muestra un muy buen tiro del jugador, posteriormente en la Fig. 9 se muestra la respuesta agresiva de la IA, como se puede apreciar, la IA busca sumar puntos al mismo tiempo que afecta la puntuación del jugador.

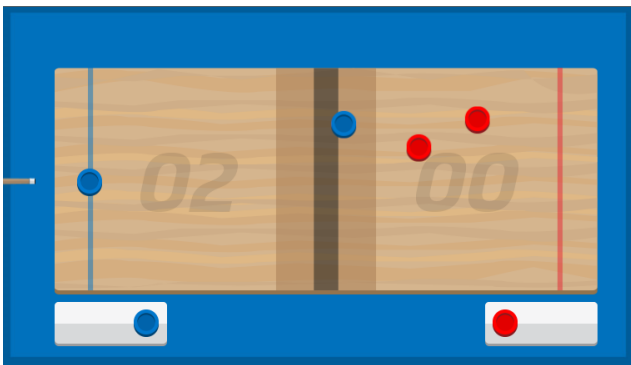


Fig. 8. Muy buen tiro jugador.

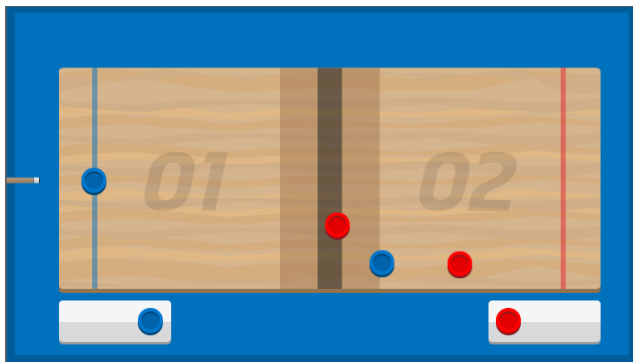


Fig. 9. Tiro Agresivo IA.

IV. Implementación

El videojuego se está desarrollando en Construct 2 utilizando su propio motor de Física. Los modelos han sido realizados en *Adobe Photoshop*. Actualmente se está probando el juego con diversos jugadores para generar estadísticas referentes a la experiencia de juego.

V. Conclusiones

Se ha mostrado el desarrollo de un videojuego en HTML5, el cual utiliza conceptos de balanceo de dificultad a través de modificar la respuesta de la IA. Para modificar la respuesta de la IA a las habilidades de los jugadores se utilizó la técnica de inteligencia artificial de lógica difusa.

Como trabajo futuro se realizarán pruebas en diversos dispositivos móviles con jugadores con diferente nivel de habilidad para comprobar que el uso del game balancing mejora considerablemente su experiencia de juego.

VI. Referencias

- [1] J. Huizinga, "Homo ludens; a study of the play-element in culture". Routledge, 1949.
- [2] J. McGonigal, "Reality is Broken: Why Games Make Us Better and How They Can Change the World". The Penguin Press, 2011.
- [3] M. Csikszentmihalyi, "Beyond Boredom and Anxiety: The Experience of Play in Work and Games". Jossey-Bass, 2000.
- [4] M. Csikszentmihalyi, "Flow: The Psychology of Optimal Experience". Harper Perennial, 1991.
- [5] C. Delgado-Mata, J. Ibáñez, J. Arroyo, E. Alvarado (2012). "Air Hockey Adaptativo Utilizando Lógica Difusa para Dispositivo iOS". Memorias de: 8° Semana Nacional de Ingeniería Electrónica, Colima, Colima, México, 2012.
- [6] C. Delgado-Mata, J. Ibáñez, S. Bee, R. Ruiz, R. Aylett (2007). "On the Use of Virtual Animals with Artificial Fear in Virtual Environments". *New Generation Computing Journal* Vol. 25 (2). Ohmsha, Ltd. and Springer.
- [7] C. Delgado-Mata, J. Ibáñez-Martínez, F.

Gómez-Caballero, O. Miguel Guillén-Hernández: Behavioural Reactive Agents to Define Personality Traits in the Videogame Überpong. T. Edutainment 1: 2008, 135-149.

- [8] R. Hunicke. "The case for dynamic difficulty adjustment in games". ACM SIGCHI international Conference on Advances in Computer Entertainment Technology ACE '05, vol. 265. ACM, New York, NY, 429-433
- [9] T. Tijs, D. Brokken, W. Ijsselsteijn, "Creating an Emotionally Adaptive Game". In Proceedings of the 7th international Conference on Entertainment Computing (Pittsburgh, PA, September 25-27, 2008). S. M. Stevens and S. J. Saldamarco, Eds. Lecture Notes In Computer Science, vol. 5309. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, 122-133.
- [10] J. Ibáñez-Martínez, C. Delgado-Mata. "From competitive to social two-player videogames". In Proceedings of the 2nd Workshop on Child, Computer and interaction (Cambridge, Massachusetts, November 05 - 05, 2009). WOCCI '09. ACM, New York, NY, 1-5
- [11] C. Delgado-Mata, J. Ibáñez-Martínez. "Adaptive Physics for Game-balancing in Video-games for Social Interaction". In 2011 Conference on Technologies and Applications of Artificial Intelligence (IEEE CPS ISBN 978-0-7695-4695-4601-8) Chung-Li, Taoyuan, Taiwan, 254-259.
- [12] S. Rabin, AI Programming Wisdom. 2002. Chrles River Media. Massachussets, USA. Pp. 672.
- [13] M. Sugeno, Industrial applications of fuzzy control. 1985. Elsevier Science Pub. Co.

VII. Autores

M.I. Jonnatan Arroyo Pilatowsky es Ingeniero en Mecatrónica por la Universidad Panamericana campus ciudad de México. Es Maestro en Ingeniería por la Universidad Panamericana campus Bonaterra. Actualmente es profesor-investigador en la Universidad Panamericana de Aguascalientes.

Ing. Ricardo Abel Espinosa Loera es Ingeniero en Inteligencia Artificial y pasante de Maestría en Ciencias por la Universidad Panamericana campus Bonaterra.

Dr. Carlos Delgado Mata es Ingeniero en Ciencias Computacionales por la Universidad Panamericana, Maestro en Ingeniería por la Universidad Nacional Autónoma de México y Doctor en Agentes Inteligentes por la Universidad de Salford (Reino Unido) Actualmente es profesor-investigador en la Universidad Panamericana de Aguascalientes y miembro del Sistema Nacional de Investigadores (SNI-Nivel 1).

Análisis de Señal Electroencefalográfica como Patrones a partir de Memorias Asociativas Evolutivas

***Juan Villegas Cortez, *Liliana Gutiérrez Flores, *Carlos Avilés Cruz, **José Félix Serrano Talamantes**

*Universidad Autónoma Metropolitana, Azcapotzalco. Departamento de Electrónica. San Pablo Xalpa No. 180, Col. Reynosa Tamaulipas, CP 02200, México D.F., juanvc@azc.uam.mx, ligf@azc.uam.mx, caviles@azc.uam.mx.

**Escuela Superior de Cómputo - Instituto Politécnico Nacional (ESCOM-IPN). Av. Juan de Dios Batiz y Othón de Mendizábal S/N, Col. Lindavista, CP 07738, México D.F., jfserrano@ipn.mx.

Resumen

El desarrollo de la tecnología ha llevado a las computadoras de uso común a ser equipos con gran capacidad de cálculo y almacenamiento, y en esto sus interfases de operación entrada/salida han ido evolucionando así como agilizando la operación de las mismas. Actualmente el desarrollo de nuevas interfases Computadora-Cerebro (BCI) han abierto una puerta para su uso asequible en teleoperación, pero el problema principal sigue siendo la compresión y análisis de la señal EEG. En este artículo presentamos un estudio preliminar de la señal EEG a partir del uso de las Memorias Asociativas Evolutivas, por Programación Genética, a fin de entender su comportamiento bajo un entrenamiento de “intensión de movimiento”, obteniendo resultados de clasificación prometedores orientados a la teleoperación de dispositivos.

Palabras Clave: BCI, EEG, Reconocimiento de Patrones, Programación Genética.

I. Introducción

El desarrollo de la tecnología ha llevado a las computadoras de uso común (Computadoras Personales o PC) a ser equipos con gran capacidad de cálculo y almacenamiento. Puntos en los que se ha centrado su desarrollo, dejando de lado a una rama de las PC que prácticamente no ha cambiado desde que se crearon. Las interfaces de entrada y salida (E/S) de la PC, de forma generalizada, se componen básicamente de tres, dos de entrada, teclado y ratón (o touch-pad), y una de salida, el monitor.

Las tecnologías de comunicación con la PC originalmente fueron creadas en base a los recursos de los que se disponían en ese momento, razón por la cual el mouse o ratón es un dispositivo independiente (con carga mínima al sistema), sin embargo con el desarrollo de las interfaces gráficas cada vez más complejas y con el avance en la capacidad de cómputo de los equipos, se empiezan a vislumbrar los problemas

a causa de la falta de una interfaz de comunicación adecuada a las capacidades intelectuales del hombre y a las capacidades de los equipos de cómputo de los que dispone [1].

Por otra parte, (pero hacia el mismo destino) está el uso de la tecnología para asistir a personas discapacitadas o con habilidades diferentes, para quienes se han desarrollado dispositivos especiales que permitan a estas personas tener una mejor calidad de vida [2]. Estas tecnologías, de manera general, se pueden englobar en un solo objetivo: crear canales de comunicación adecuados a las capacidades de estas personas. Muchos de estas personas se ven con la problemática de no contar con ningún tipo de movimiento físico para poder comunicarse, y es en torno a estas características que se ha buscado dentro de un área muy específica para poder encontrar una solución: las ondas electroencefalográficas (EEG).

A partir del desarrollo de la tecnología que permite leer las ondas EEG de los humanos, se planteó la posibilidad de interpretarlas y usarlas como un medio de comunicación con dispositivos que puedan ir, desde control de dispositivos, hasta prótesis robóticas. A este tipo de tecnología se le conoce como BCI (Brain-Computer Interface) y tiene una ventaja enorme sobre cualquier otra interfaz de control, las BCI no requieren movimiento físico para su manipulación.

Sin embargo, los actuales desarrollos de BCI aún tienen grandes problemas que solucionar, entre los que más resaltan son:

- El lento entrenamiento de los usuarios de estas interfaces.
- Baja resolución espacio-temporal (mucho tiempo para poca información).
- Baja precisión en un control bi-dimensional.

Por lo que existen aún muchos caminos a estudiar por los cuales se pueda alcanzar una correcta interpretación de las ondas EEG. Las corrientes principales que existen dentro del desarrollo de BCI han sido dos, las cuales se diferencian por sus puntos de vista del análisis del problema.

Un primer grupo está atacando el problema desde el punto de vista de la teoría de control, mientras que otro grupo está usando técnicas de reconocimiento de patrones, ambos apoyados en herramientas de inteligencia artificial y procesamiento digital de señales. Se han desarrollado prototipos de BCI que han usado series de tiempo que les permite hacer predicciones en las ondas EEG [3], mientras que otros han estado usando sistemas de clasificación para reconocimiento de patrones, ambos alcanzando resultados similares, por lo que aún no existe un camino efectivo para alcanzar una solución eficiente al problema.

En el presente trabajo se orienta el estudio hacia la última corriente mencionada con el fin de realizar comparaciones que puedan mostrar que técnicas de reconocimiento de patrones puedan dar mejores resultados para el funcionamiento de una BCI eficiente; y específicamente el trabajo se

centra en el análisis de las “intenciones de movimiento”, por ser las orientadas a la teleoperación de dispositivos, o aplicaciones de control de movimientos a distancia.

II. Desarrollo

Lo que se propone realizar, y que se muestra aquí, es su desarrollo como investigación del estudio de las señales cerebrales EEG obtenidas por medio de una BCI; estas señales generadas a partir de la “intención de movimiento”, como instrucciones, por parte de un usuario hacia una computadora; haciendo uso de los 14 canales de datos adquiridos en puntos de área encefálica, captar estos 14 canales de lectura EEG (ver Figura 1). El estudio de los patrones numéricos para tener una mejor comprensión de cómo están distribuidos en su espacio n -dimensional es un reto, dado que éstos son en valores reales, tienen muchas componentes y su número es muy grande (e.g. 200 lecturas de 14 señales por segundo medible de pensamiento en una persona, si se toma un minuto de lectura implica tener una matriz tridimensional de $60 \times 200 \times 14$ valores). Los métodos tradicionales de análisis de relevancia en los componentes de los patrones, para no perder información importante, son diversos, el análisis de componentes principales (PCA) es uno de ellos, pero al igual que otros tipos de herramientas su análisis matemático y su desarrollo programático conlleva mucho tiempo efectivo gastado tan sólo en el uso de la herramienta a considerar. El cómputo evolutivo ha demostrado, a partir de la mejora en precisión y manejo de muchas operaciones simultáneas en las computadoras digitales, ser una herramienta capaz de hacer un análisis exhaustivo del espacio de búsqueda n -dimensional de los patrones para hallar al menos una solución que cumpla con los requisitos mínimos para cumplir una tarea.

Hablando de cómputo evolutivo, en los últimos 20 años aproximadamente [19], se ha tenido un auge en realizar una búsqueda del espacio de posibles soluciones a partir de lograr simular evolución de individuos que representan una posible solución al problema planteado a

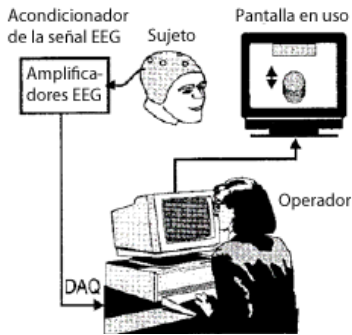


Fig. 1. Esquema de trabajo de una BCI. Tomada de “Parallel Man–Machine Training in Development of EEG–Based cursor Control”.

resolver. Desde la técnica de la Programación Genética (PG) se ha logrado la evolución de individuos tipo programas, no cadenas de bits como se hace en la técnica evolutiva de algoritmos genéticos. Gracias a ésta característica se tienen resultados innovadores, pero con el detalle de un alto costo computacional de recursos de memoria RAM y ROM, además de exigir una alta precisión numérica para las operaciones de punto flotante en los dispositivos en que se implementan éstas técnicas de cómputo numérico [19].

En resumen, hablando de las Memorias Asociativas (MA) estas son un caso particular de Red Neuronal Artificial (RNA), donde se establece la “asociación” de un patrón de entrada X , con un patrón de salida Y , por medio de una regla de asociación; denotado como $X \rightarrow Y$: X asociado a Y . Cuando $X \neq Y$ se dice que la relación es “heteroasociativa”, y cuando $X = Y$ se dice que la relación es “autoasociativa”. Hablando de la regla de asociación, ésta es un operador con base a funciones elementales, en [19] se da detalle de éstas, así como de las reglas de recuperación, entre ellas la regla estándar que es el producto, y otras más para diferentes tipos de patrones y de ruido.

Es así que se puede entender fácilmente a las memorias asociativas como un ente de asociación y de recuperación. Con la regla de asociación se construye una matriz de asociación M , que refleje la asociación conjunta de todos los patrones de la

base de datos del conjunto fundamental, siendo esta matriz la memoria asociativa obtenida para esos datos. Posteriormente para valorar la eficiencia de recuperación de M , se le presenta un patrón de entrada, se aplica el operador de recuperación con M , y al vector resultante \hat{Y} se le compara con Y . Si $\hat{Y} = Y$ se dice que la recuperación es “perfecta”, caso contrario se analiza el error normalizado para tener un estimado de qué tan bien funciona una MA para el conjunto de datos–patrones a estudiar.

El caso de las MA Evolutivas, son de tipo evolutivo obtenidas a partir de la PG. Todo el detalle se puede ver en [19]. El hecho de optar por usar las MA en lugar de una RNA clásica (e.g. backpropagation), es dado sus operadores elementales (e.g. suma, resta, máximo, mínimo), ya que no se usan funciones trascendentales, ni se hace uso de la derivada, por lo que computacionalmente su uso es de muy bajo costo.

III. Metodología

La metodología planteada para lograr el desarrollo de éste proyecto se puede dividir de forma resumida en tres etapas, las cuales son:

- Adquisición de la señal.
- Clasificación de las componentes de la señal EEG por medio de memorias asociativas evolutivas.
- Entrenamiento y prueba de las BCI.

A continuación se explica con más detalle estas tres etapas.

Adquisición de la señal.

La adquisición de la señal EEG se hace directamente usando la diadema Emotiv EPOC Neuroheadset, misma que reporta la distribución de 14 puntos en la cabeza del usuario, agregando el dato de la posición de estos puntos, más el dato del giroscopio, reportando un total de 25 señales a trabajar. Esta diadema usada resuelve el posicionamiento de cada nodo en la cabeza de la persona, brindando una instalación y lectura rápida en comparación con los nodos típicos para lectura EEG, que tienen que hacerse por un técnico especializado. Actualmente ya se hizo el análisis de operación de cómo leer las señales

EEG desde el dispositivo, y se están analizando las señales de posición de los puntos de lectura cerebral, y su complejidad se está resolviendo a fin de poder tener directamente los valores de éste parámetro acorde al tiempo de lectura, acorde al protocolo de entrenamiento y así poder construir nuestras bases de datos de patrones acorde con tareas de movimientos expresados en pensamientos por parte del usuario, en [21] está este análisis con más detalle.

Clasificación de las componentes de la señal EEG por medio de memorias asociativas evolutivas.

El proceso de clasificación de las señales EEG por medio de MA evolutivas es el paso crucial, dado que involucra el arreglo de los datos de la señal en matrices tridimensionales de número de lecturas (sampleos) de la señal por segundo sobre 59 patrones, considerando un número de veces en de entrenamiento del pensamiento, e.g. 200 veces. Bajo la consideración anterior, se tiene una matriz de $200 \times 800 \times 59$ valores reales, con esto se satura rápidamente la memoria RAM y aún la memoria SWAP que en sistemas operativos UNIX se pueden declarar y tener físicamente. Para lograr que el cómputo evolutivo pueda tener éxito es que se necesita un equipo de cómputo de alto desempeño para poder lidiar con ésta parte, que ya está probada con un menor número de patrones, pero que al aumentar como en este caso, se tienen que manejar rutinas de manejo de memoria dinámica sobre una muy buena precisión de operaciones de punto flotante, este último punto el tipo de microprocesador que mejor desempeño tiene en su trabajo son la serie Intel Xeon 64bits.

Entrenamiento y pruebas de la BCI.

En el entrenamiento y las pruebas de la BCI aquí involucrada, junto con los resultados que arrojen de asociación las MA evolutivas, se echará a andar una metodología de entrenamiento que contemple: número de sesiones, duración, intervalo entre sesiones y, diseño de la sesión. Esto involucrado en tres pasos: 1) Análisis de eficiencia, 2) Diseño de la metodología, 3) Pruebas. Todo lo anterior se traduce en los siguientes pasos para el diseño e implementación

del sistema de traducción de las señales EEG y su aplicación en una tarea concreta:

1. Adquisición de señales EEG.
2. Análisis de las señales en tiempo y frecuencia.
3. Pre-procesamiento de la señal.
4. Obtención de características por relevancia en asociación por medio de MA.
5. Evaluación y selección de los mejores individuos reportados por el cómputo evolutivo.
6. Diseño e implementación de un módulo de extracción de características acorde a las memorias asociativas obtenidas.
7. Evaluación del módulo de extracción de características.
8. Diseño e implementación del módulo de procesamiento de las características sobre nuevas señales EEG obtenidas vs. aprendidas.
9. Diseño e implementación del clasificador.
10. Evaluación del desempeño.

Preparación de los patrones.

Los vectores-patrones de la señal EEG que se considera es sólo usar la señal de los canales C3 y C4, que según la literatura son los asociados a las intenciones de movimiento, a fin de poder hacer factible el proceso de cómputo y poder cargarse la base de datos redimensionada. El entrenamiento se ha realizado en dos tipos de intenciones de movimiento: derecha e izquierda. La metodología se presenta en la Figura 2.

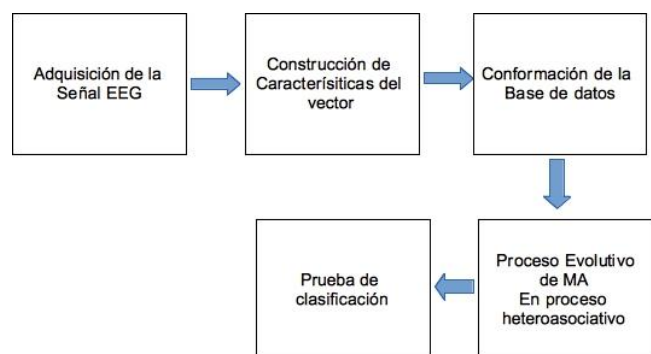


Fig. 2. Metodología de implementación de MA evolutivas a patrones de señales EEG.

Posteriormente se realiza un preprocesamiento en el tiempo–frecuencia a fin de umbralar la señal de cada canal en 8 bandas, añadiendo los valores de la media y la moda para robustez representativa de los patrones. El detalle de este trabajo esta reportado en [21].

Parámetros de la Programación Genética.

El algoritmo de la MA Evolutivas se implementó en Matlab, en proceso co–evolutivo en paralelo, considerando la generación de 4 individuos–reglas de asociación en competencia, y 4 individuos–reglas de recuperación de colaboración, con 70% de la población de individuos para la cruce, y el 30% para la mutación, en ambas etapas evolutivas, con manejo de la población *ramped-half-half*.

El conjunto de funciones para la etapa de *asociación*, se tomo como: {*min*, *max*, *suma* (plus), *resta* (minus), *multiplicación escalar* (times)}; y el conjunto de terminales para la etapa de *asociación* son las entradas de los patrones respectivos.

El conjunto de funciones para la etapa de *recuperación* se tomo como: {*min*, *max*, *suma*, *resta*, *multiplicación escalar* (mytimes)}; y el conjunto de Terminales se consideraron al vector de entrada (*v*), a la matriz de asociación obtenida por cada pareja asociada, candidato de la etapa de *asociación*, *Mt*, y a la vez que el rompimiento de esta matriz *Mt* en renglones: *Ren*₁, *Ren*₂, ..., *Ren*_m.

Como función de aptitud (fitness) se usó la medida de arco seno, como se muestra en la ecuación 1.

$$f_A = \frac{Y \cdot \hat{Y}}{\sqrt{Y \cdot Y} \sqrt{\hat{Y} \cdot \hat{Y}}} \quad (1)$$

Donde $Y \cdot \hat{Y}$ se muestra en la ecuación (2).

$$Y \cdot \hat{Y} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Y(i) \cdot \hat{Y}(i) \quad (2)$$

Ésta es la normalización del coeficiente de correlación entre el vector aproximado (\hat{Y}) y el

origen (Y). Ésta es considerada como una función de similitud f_A , tal que $0 \leq f_A \leq 1$. Esta función es tal que maximiza el número de entradas del vector que se igualan, tal que $f_A = 1$ implica que ambos vectores son iguales, y $f_A = 0$ que para nada se parecen.

IV. Resultados

En la Tabla 1 se muestra el resumen a tres columnas, con los índices de individuos para la asociación, la recuperación y el *fitness* de la dupla (la MA evolutiva resultante). Para efectos de graficación en el código se usa la variable “v” para representar a “Y”, y a “g” para representar a “Ŷ”. De acuerdo a la Tabla 1 los individuos mejores de asociación son los índices 1, 2 y 4; mientras que para la recuperación los 4 obtuvieron combinación con resultados parecidos. En las Figuras 3 a 8 se muestran los árboles de estos individuos. Hay que analizarlos en contexto, aparentemente pueden parecer complejos, específicamente los individuos 1 y 4 de recuperación, pero los individuos 2 y 3 son más simples y obtienen prácticamente el mismo nivel de recuperación, o de clasificación de los patrones para este caso, de dos movimientos, derecha e izquierda, y con un conjunto fundamental de 193 patrones.

Asociación	Recuperación	Fitness
4	1	0.8555128
4	2	0.8542452
2	3	0.8552642
1	4	0.8556814

Tabla 1. Resumen de parejas, MA Evolutivas, y su fitness (aptitud) respectiva, máxima alcanzada con los respectivos individuos.

En la Tabla 1 se muestra el resultado de la aplicación de la metodología propuesta para un conjunto de patrones asociados a una persona, y por razones de espacio es que se muestran estos resultados. Se tienen conjuntos de patrones de más personas, entrenadas en el Laboratorio de Multimedia de la UAM Azcapotzalco, y están a disposición de la comunidad científica, por solicitud, en la URL: <http://zeus.azc.uam.mx/multimedia/Multimedia/EEGSPIGA.html>

En el contexto de análisis de “formas de pensar”, las MA nos brindan un posible esquema, como un primer acercamiento, a cómo es que se realiza el proceso de “asociación” en la entidad estudiada. En conjuntos de patrones de clases separables las MA brindan árboles de asociación relativamente más sencillos, o simplificados, mientras que con patrones con clases no-separables la estructura de los árboles que representan la asociación, son más complejos. Un mayor detalle de esto puede verse en [19]. Teniendo lo anterior en mente, estos primeros resultados de MA aplicadas a patrones de señal EGG nos muestran la complejidad de asociación de patrones, pero en un primer paso desde el aspecto evolutivo, podemos asociar un comportamiento distinto del proceso de “asociación”, para cada ser humano, de forma diferente.

V. Conclusiones

Los resultados obtenidos hasta este momento son prometedores, ya que es un primer acercamiento con MA Evolutivas al problema complejo de analizar la señal EEG orientada a intenciones de movimiento. El obtener 85% de clasificación hasta este momento, tras una ejecución promedio de 7 días naturales en computo cluster de 32 nodos es muy lento, a primera vista, pero cada una de estas MA son sintetizadas, i.e. son resultados obtenidos por el proceso evolutivo de la programación genética. Actualmente estamos refinando el proceso evolutivo, a fin de ajustar los valores de generaciones e individuos en cada etapa para lograr obtener una clasificación cercana al 100%, pero sigue siendo un reto porque cada experimentación conlleva tiempo de cómputo muy grande, pero todo indica que se llegará a la obtención de nuevas MA prometedoras para este caso de estudio.

Agradecimientos

Los autores agradecen al Programa para el Mejoramiento del Profesorado (PROMEP) por su apoyo económico para realizar esta investigación, bajo el proyecto UAM-PTC-328.

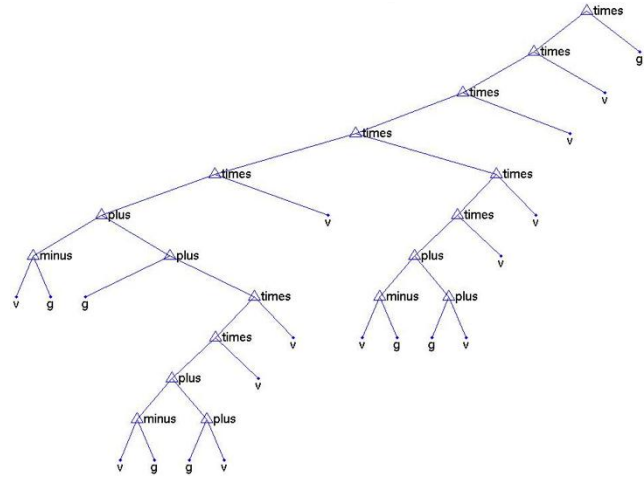


Fig. 3. Individuo 1 de asociación.

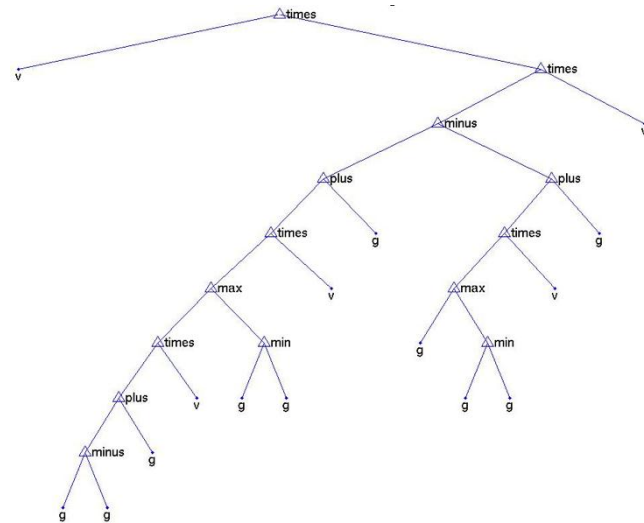


Fig. 4. Individuo 2 de asociación.

- [3] A Time-Series Prediction Approach for Feature Extraction in a Brain–Computer Interface. Damien Coyle, Girijesh Prasad and Thomas Martin McGinnity, IEEE TRANSACTIONS ON NEURAL SYSTEMS AND REHABILITATION ENGINEERING, VOL. 13, NO. 4, DECEMBER 2005 461
- [4] Control of a two-dimensional Movement Signal by a Noninvasive Brain–Computer Interface in Humans, Jonathan R. Wolpaw and Dennis J. McFarland, Proceedings of the National Academy of Sciences, December 21, 2004 vol. 101 no. 51 17849 – 17854
- [5] Brain–Computer Interface Technology: A Review of the First International Meeting. Jonathan R. Wolpaw, Niels Birbaumer, William J. Heetderks, Dennis J. McFarland, P. Hunter Peckham, Gerwin Schalk, Emanuel Donchin, Louis A. Quatrano, Charles J. Robinson, and Theresa M. Vaughan IEEE TRANSACTIONS ON REHABILITATION ENGINEERING, VOL. 8, NO. 2, JUNE 2000.
- [6] EEG-based Brain Computer Interface, Janne Lehtonen, HELSINKI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY., Department of Electrical and Communications Engineering. May 3 2002, Páginas : 17, 28, 44-46, 62, 67-71,
- [7] A Direct Brain Interface Based on Event-Related Potentials, Simon P. Levine, Jane E. Huggins, Spencer L. BeMent, Ramesh K. Kushwaha, Lori A. Schuh, Mitchell M. Rohde, Erasmo A. Passaro, Donald A. Ross, Kost V. Elisevich, and Brien J. Smith, IEEE TRANSACTIONS ON REHABILITATION ENGINEERING, VOL. 8, NO. 2, JUNE 2000.
- [8] Brain–Computer Interface Research at the Neil Squire Foundation, Gary E. Birch and Steve G. Mason, IEEE TRANSACTIONS ON REHABILITATION ENGINEERING, VOL. 8, NO. 2, JUNE 2000
- [9] Critical Decision-Speed and Information Transfer in the “Graz Brain–Computer Interface”, G. Krausz, R. Scherer, G. Korisek and G. Pfurtscheller, Applied Psychophysiology and Biofeedback, Vol. 28, No. 3, September 2003
- [10] Direct brain communication: neuroelectric and metabolic approaches at Tübingen, Boris Kleber y Niels Birbaumer, LABORATORY NOTES, Marta Olivetti Belardinelli and Springer-Verlag 27 January 2005.
- [11] Prosthetic Control by an EEG-based Brain-Computer Interface (BCI), Christoph Guger, Werner Harkam, Carin Hertnaes, Gert Pfurtscheller, IEEE Trans. on Neural Systems and Rehabilitation, see also Rehabilitation Engineering, IEEE Transactions on., Volume: 8, Issue: 4 On page(s): 447-456. Dec 2000 [12] Linear Classification of Low-Resolution EEG Patterns Produced by Imagined Hand Movements
- [12] F. Babiloni, F. Cincotti, L. Lazzarini, J. Millán, J. Mouriño, M. Varsta, J. Heikkonen, L. Bianchi, and M. G. Marciani, IEEE TRANSACTIONS ON REHABILITATION ENGINEERING, VOL. 8, NO. 2, JUNE 2000
- [13] The Mental Prosthesis: Assessing the Speed of a P300-Based Brain–Computer Interface, Emanuel Donchin, Kevin M. Spencer, and Ranjith Wijesinghe, IEEE TRANSACTIONS ON REHABILITATION ENGINEERING, VOL. 8, NO. 2, JUNE 2000.
- [14] Recognition of Motor Imagery Electroencephalography Using Independent Component Analysis and Machine Classifier, CHIH-I HUNG, PO-LEI LEE, YU-TE WU, LI-FEN CHEN, TZU-CHEN YEH and JEN-CHUEN HSIEH, Annals of Biomedical Engineering, Vol. 33, No. 8, August 2005 pp. 1053–1070.

- [15] Rapid Prototyping of an EEG-Based Brain-Computer Interface (BCI), Christoph Guger, Alois Schlögl, Christa Neuper, Dirk Walterspacher, Thomas Strein, and Gert Pfurtscheller, IEEE TRANSACTIONS ON NEURAL SYSTEMS AND REHABILITATION ENGINEERING, VOL. 9, NO. 1, MARCH 2001 49.
- [16] Robust Classification of EEG Signal for Brain-Computer Interface, Manoj Thulasidas, Cuntai Guan and Jiankang Wu, IEEE TRANSACTIONS ON NEURAL SYSTEMS AND REHABILITATION ENGINEERING, VOL. 14, NO. 1, MARCH 2006.
- [17] Steady-State Somatosensory Evoked Potentials: Suitable Brain Signals for Brain-Computer Interfaces, Gernot R. Müller-Putz, Reinhold Scherer, Christa Neuper and Gert Pfurtscheller, IEEE TRANSACTIONS ON NEURAL SYSTEMS AND REHABILITATION ENGINEERING, VOL. 14, NO. 1, MARCH 2006.
- [18] A Virtual Reality Testbed for Brain-Computer Interface Research, Jessica D. Bayliss and Dana H. Ballard, IEEE TRANSACTIONS ON REHABILITATION ENGINEERING, VOL. 8, NO. 2, JUNE 2000.
- [19] Associative Memories through Genetic Programming. Juan Villegas-Cortez, J. Humberto Sossa A., Carlos Avilés Cruz, Gustavo Olague. Revista Mexicana de Física. Vol. 57, No. 2. México. ISSN 0035-001X. Abril 2011.
- [20] Optimisation of a BCI system using the GA technique, Dobrea, D.-M.; Dobrea, M.-C.; Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies, 2009. ISABEL 2009. 2nd International Symposium on , vol., no., pp.1-6, 24-27 Nov. 2009
- [21] L. Gutiérrez-Flores, C. Avilés-Cruz, J. Villegas-Cortez, and A. Ferreyra-Ramírez. EEG PATTERN RECOGNITION: Application to a Real Time Control System for Android-Based Mobile Devices. Lecture Notes in Computer Science, volume 7914, pages 232–241. Springer Berlin Heidelberg, 2013.

VII. Autores

Dr. Juan Villegas Cortez, estudió su doctorado en el Centro de Investigación en Computación del IPN, con especialidad en Reconocimiento de Patrones y Algoritmos Evolutivos, sus áreas de interés es la Visión por Computadora, el Reconocimiento de Patrones, el desarrollo e implementación de algoritmos Evolutivos-bioinspirados y el Aprendizaje Automático.

Ing. Liliana Gutiérrez Flores, es estudiante de la Maestría en Ciencias de la Computación en la UAM Azcapotzalco, próxima a graduarse. Sus áreas de interés es el Reconocimiento de Patrones, los Clasificadores Bayesianos y el desarrollo de aplicaciones móviles interactivas.

Dr. Carlos Avilés Cruz, estudió su doctorado en Grenoble, Francia. Sus áreas de interés son El Reconocimiento de Patrones, la Visión por Computadora, los clasificadores Bayesianos, el Aprendizaje Automático y el desarrollo de algoritmos bioinspirados.

Dr. José Félix Serrano Talamantes, obtuvo su doctorado en el Centro de Investigación en Computación del IPN, con especialidad en Reconocimiento de Patrones. Sus áreas de interés son la Visión por Computadora, el Reconocimiento de Patrones y el Aprendizaje Automático.

Desarrollo de Secuencia de Comandos Inteligente para la Automatización de Pruebas de Software Utilizando Programación Descriptiva

Gilberto Sánchez Mares, Alan García Sánchez, Dafnis Ernesto Pareja Galdames, Juan de Dios Zapata Morales, Javier Delgado Capuchino, Erik Adrián López Torres, Eduardo Oliva Montes, Elías Medina Martínez

Universidad Politécnica de Aguascalientes, Departamento de Ingeniería Mecatrónica, Paseos de San Gerardo No 207, Fracc. San Gerardo, C.P: 20342, Aguascalientes, Ags., gilberto.sanchez@upa.edu.mx.

Resumen

Las pruebas de software son el proceso de ejecutar un programa con la intención de encontrar fallos; existen diferentes tipos como lo son pruebas unitarias, de integración, funcionales, entre otras.

Dentro del proceso del Aseguramiento de Calidad del Software (ACS) se diseñan casos de prueba (CP); la ejecución manual de CP's es una tarea con un costo elevado (tanto en tiempo como en esfuerzo) y en la medida que se integran módulos al sistema, suele perder eficacia y eficiencia. Una solución a este problema es la utilización de técnicas y herramientas que ejecutan automáticamente los CP's; con dicha automatización se consigue probar el software eficientemente, reduciendo el costo y eliminando posibles errores existentes en la generación manual de pruebas.

En el presente trabajo se propone la automatización de pruebas de software (técnica de caja negra) utilizando programación descriptiva. Se tomó la aplicación Mercury Flight y el software QualityTest Professional (QTP)MR en su versión de prueba. Se parte de un diseño de casos de prueba y se extiende a la ejecución de 30 iteraciones, teniendo como resultado, 10 veces menos tiempo de ejecución automática contra la ejecución manual, demostrando así, la eficiencia de las pruebas automatizadas.

Palabras Clave: Automatización de Pruebas, Casos de Prueba, Programación Descriptiva, QTP.

I. Introducción

Un aspecto crucial en el control de calidad del desarrollo de software son las pruebas y, dentro de estas, las pruebas funcionales, en las cuales se hace una verificación dinámica del comportamiento de un sistema, basada en la observación de un conjunto seleccionado de ejecuciones controladas o casos de prueba.

Las pruebas de software son los procesos que permiten verificar y revelar la calidad de un producto software antes de su puesta en marcha. Básicamente, es una fase en el desarrollo de software que consiste en probar las aplicaciones construidas.

Las pruebas de software se integran dentro de las diferentes fases del ciclo de vida del software dentro de la Ingeniería de software. En este sentido, se ejecuta el aplicativo a probar y mediante técnicas experimentales se trata de descubrir qué errores tiene.

Para determinar el nivel de calidad se deben efectuar unas medidas o pruebas que permitan comprobar el grado de cumplimiento respecto de las especificaciones iniciales del sistema [1].

En la Fig. 1 se observa un modelo que muestra como las etapas se integran en el ciclo de vida del desarrollo de un software

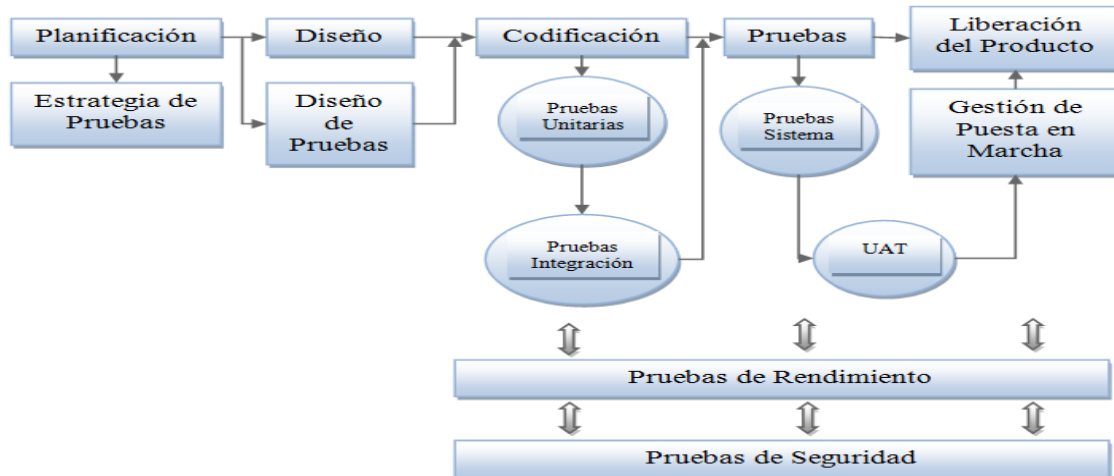


Fig. 1. Proceso de pruebas en el ciclo de vida del desarrollo de software.

A. Requerimientos

En cualquier proyecto software los requisitos son las necesidades del producto que se debe desarrollar. Por ello, en la fase de análisis de requerimientos, se deben identificar claramente estas necesidades y documentarlas. Como resultado de esta fase se debe producir un documento de especificación de requerimientos en el que se describa lo que el futuro sistema debe hacer. Por tanto, no se trata simplemente de una actividad de análisis, sino también de síntesis.

El análisis de requerimientos se puede definir como el proceso del estudio de las necesidades de los usuarios para llegar a una definición de los requisitos del sistema, hardware o software, así como el proceso de estudio y refinamiento de dichos requisitos, definición proporcionada por el IEEE[2].

B. Casos de Prueba (CP)

Un caso de prueba es un conjunto de entradas, condiciones de ejecución y resultados esperados, desarrollado para conseguir un objetivo particular o condición de prueba como, por ejemplo, verificar el cumplimiento de un requerimiento específico. Para llevar a cabo un caso de prueba, es necesario definir las precondiciones y post condiciones, identificar unos valores de entrada, y conocer el comportamiento que debería tener el sistema ante dichos valores. Tras realizar ese

análisis e introducir dichos datos en el sistema, se observará si su comportamiento es el previsto o no y por qué [3].

C. Prueba de Control de Datos

Varios casos de prueba simple tienen datos de prueba integrados en ellos, es ahí cuando es necesario el integrar una prueba de control de datos (DDT, por sus siglas en inglés Data Driven Test). Un DDT es una técnica de secuencias de comandos (scripts) que almacenan parámetros de entrada y los resultados esperados como datos, normalmente en formato de tablas de modo que una única secuencia de comandos pueda ejecutar todos los casos de prueba diseñados[4].

D. Automatización de Pruebas

La decisión de utilizar software para automatizar las pruebas depende de la organización y del proyecto que se esté probando. Existen algunas cuestiones técnicas que deben concretarse y que varían de una herramienta a otra. El beneficio real de automatizar las pruebas se obtiene en la fase de mantenimiento del ciclo de vida del software; en ese momento, los scripts se pueden ejecutar repetidamente, incluso sin supervisión, y el ahorro en tiempo y dinero es sustancial [5].

E. QuickTest Pro

Hay varias herramientas por que pueden ayudar a automatizar las pruebas. Una de las mejores es

QuickTestProfessional^{MR} (Fig. 2). Se trata de un software desarrollado por Mercury, una compañía de HP^{MR}. QTP apoya las pruebas funcionales y no funcionales de las aplicaciones de escritorio y web.

QTP apoya la prueba basada en palabras claves, que permite también a las personas sin ningún conocimiento de Scripts para crear casos de prueba de gran alcance. Otra opción para producir casos de prueba en QTP es escribir código VBScript. Esta es una técnica más avanzada [6].



Fig. 2. Logotipo de QTP.

F. Programación Descriptiva

La programación descriptiva se usa cuando queremos realizar una operación en un objeto que no está presente en un repositorio de objetos, en otras palabras es la creación de una prueba sin la necesidad de utilizar objetos y llamarlos de un repositorio ya que describe los objetos como parte de un script, por ejemplo:

Establece el valor de un cuadro de texto

```
Browser ("Browser").Page ("Page").WebEdit ("Name:=textbox_name", "html tag:=INPUT").set "Test".
```

II. Desarrollo

Se siguió el flujo que se muestra en la Fig. 3 para el desarrollo del proyecto. “Flight” es la aplicación sobre la cual se desarrollaron y ejecutaron los casos de pruebas, esta aplicación fue dividida en dos módulos, el de “Login” (Fig. 4a)), y el de “Flight Reservation” (Fig. 4b)).

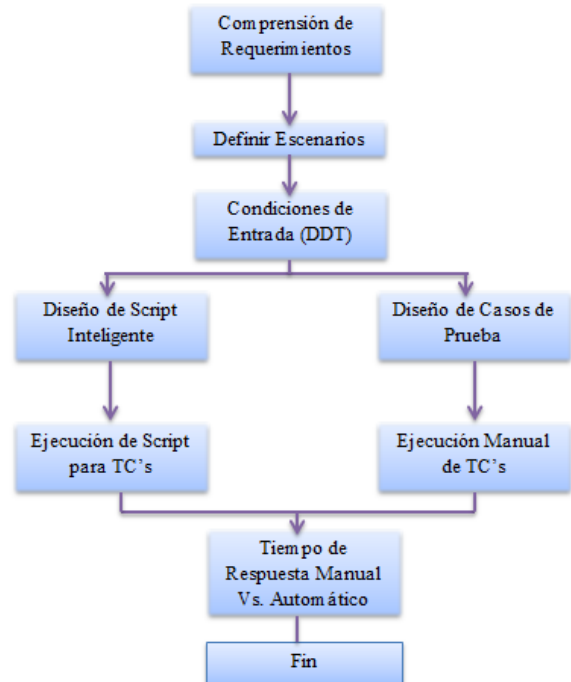
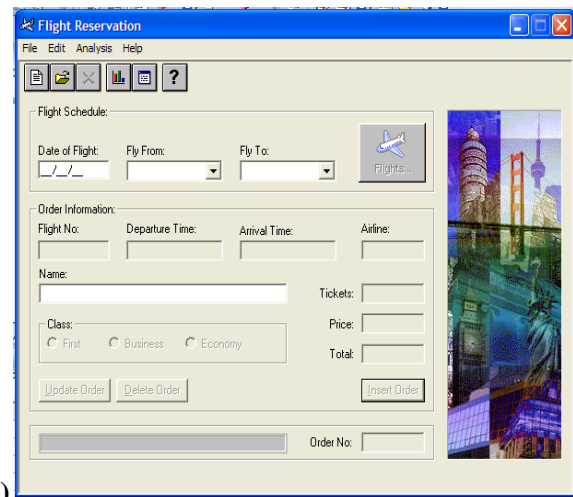


Fig. 3. Diagrama de flujo del proyecto.



a)



b)

Fig. 4. a) Pantalla de Login y b) Aplicación Flight Reservation.

A. Casos de Prueba

Los casos de prueba se dividieron en 2 secciones al igual que los requerimientos, los CP's que se definieron son los que se muestran a continuación.

1. Login

Para los CP's de login se toman a consideración la información de la Tabla 1.

2. Flight Reservation

Para los CP's de Flight Reservation se toman a consideración la información de la Tabla 1.

Como pre-condiciones, la aplicación *Flight* debe de ejecutarse y la ventana de *Login* debe estar activa:

En la Tabla 2 se muestra el set de parámetros que serán tomados en cuenta para las pruebas automatizadas y las manuales. Como nota importante hay que destacar que esta tabla muestra solo los datos de un ciclo completo con diez iteraciones, en total se realizaron tres ciclos con diez iteraciones cada uno y diferentes combinaciones, obteniendo treinta iteraciones.

Nombre	Descripción	Pasos	Resultado Esperado
CP1	En la ventana de <i>Login</i> e introduce una serie de combinaciones (ver Tabla 2)	1.- Abrir aplicación <i>Flight</i> 2.- Introducir "AgentName" (Tabla 3). 3.- Introducir "Password" (Tabla 3). 4.- Click en el botón "OK".	La aplicación tiene como resultado los mostrados en la Tabla 2
CP2	En la ventana de <i>Login</i> se da click en el botón de "Help"	1.- Abrir aplicación <i>Flight</i> 2.- Click en el botón "Help".	La aplicación muestra la ventana con el mensaje: "Thepasswordis 'MERCURY'".
CP3	En la ventana de <i>Login</i> se da click en el botón de "Cancel"	1.- Abrir aplicación <i>Flight</i> 2.- Click en el botón "Cancel".	La aplicación se cierra
CP4	En la ventana de <i>Flight Reservation</i> se introduce una serie de combinaciones (ver Tabla 2)	Precondición: haber entrado a la aplicación "Flight Reservation" 1.- Introducir fecha "mm/dd/yy" (Tabla 2).	La aplicación tiene como resultado los mostrados en la Tabla 2
CP5	En la ventana de <i>Flight Reservation</i> se introducen una combinación de vuelos. (Tabla 2)	Precondición: haber entrado a la aplicación "Flight Reservation" 1.- Click en la lista desplegable de "FlyFrom" y seleccionar un valor de la Tabla 2. 2.- Click en la lista desplegable de "FlyTo" y seleccionar un valor de la Tabla 2.	La aplicación habilita el botón de "Flights".
CP6	En la ventana de <i>Flight Reservation</i> se introducen una combinación de nombres. (Tabla 2)	Precondición: haber entrado a la aplicación "Flight Reservation" y haber seleccionado un viaje. 1.- Introduce un nombre en el campo "Name" (Tabla 2).	La aplicación muestra el nombre introducido.
CP7	En la ventana de <i>Flight Reservation</i> se introducen una combinación de números de tickets. (Tabla 2)	Precondición: haber entrado a la aplicación "Flight Reservation" y haber seleccionado un viaje 1.- Introduce los valores de la Tabla 2 en el campo "Tickets".	La aplicación muestra los resultados de la Tabla 2.

Tabla 1. Casos de Prueba para la parte de Login y Flight Reservation.

AgentName	Password	Fecha	FlyFrom	Flyto	Nombre	Tickets	Resultado Esperado
Gilberto	Mercury	06/25/13	Denver	Paris	Gilberto	2	Orden exitosa
Capuchino	merc	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	Ventana de Req 1.1b)
Erik	mer	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	Ventana de Req 1.1c)
Lau	Mercury	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	Ventana de Req 2.1d)
Eduardo		N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	Ventana de Req 2.1e)
	Mercury	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	Ventana de Req 2.1f)
Dafnis	Mercury	13/06/13	Paris	N/A	N/A	N/A	Ventana de Req 2.1b)
Alan	Mercury	06/36/13	Los Angeles	N/A	N/A	N/A	Ventana de Req 2.1c)
Zapata	Mercury	13/06/89	Frankfurt	N/A	N/A	N/A	Ventana de Req 2.1d)
Elias	Mercury	06/29/13	London	Paris	Elias M.	22	Ventana de Req 2.6b)

Tabla 2. Set de parámetros para las pruebas automatizadas y manuales (DDT).

B. Script

El script se dividió en dos acciones, una para validar la parte de *login* y otra para validar los escenarios de *Flight Reservation*; se considera script inteligente debido a que es capaz de tomar decisiones y flujos dependiendo del parámetro que le sea ingresado. Se utilizó programación descriptiva debido a que no es necesario utilizar objetos del repositorio, facilitando así la reutilización de código para que se pueda usar en futuros scripts.

El lenguaje usado en la parte de *Expert View* de QTP para el desarrollo del código es Visual Basic.

En el siguiente script se muestra la programación utilizada para poder acceder abrir la aplicación y acceder a la ventana de *Login* para introducir los parámetros de la Tabla 2.

Inicia la acción de Login

```
SystemUtil.Run "C:\Program
Files\HP\QTP\samples\flight\app\flight4a.exe", "", "C:\Progr
a~1\HP\QTP\samples\flight\app", "open"
Dialog("Login").WinEdit("Agent
Name:").SetDataTable("Agent_Name1", dtLocalSheet)
Dialog("Login").WinEdit("Password:").SetSecureDataTabl
e("Password1", dtLocalSheet)
Dialog("Login").WinButton("OK").Click
```

'Si la pantalla de la aplicación "Flight Reservation" existe sigue la Acción 2

```
If Window("Flight Reservation").Exist (12) Then
Window("FlightReservation").
WinMenu("Menu").Select"File;New Order"
'Abre la Aplicación Flight y llena los campos que hay en
ella
RunAction"Action2", oneIteration
'Si existe error en el Password y/o AgentName
Else
IfDialog("Flight Reservations").Exist Then
Dialog("Flight Reservations").WinButton("OK").Click
Dialog("Login").WinButton("Cancel").Click
End If
EndIf
```

Los siguientes comandos son la "Acción 2", la cual es aquella que se ejecuta una vez que se ingresa a la aplicación con credenciales válidas y que abre la ventana de *Flight Reservation*.

'La aplicación "Flight Reservation" se abre y crea una nueva orden

```
Window("Flight Reservation").
ActiveX("MaskEdBox").TypeDataTable("Date",
dtLocalSheet)
Window("Flight Reservation").WinComboBox("Fly
From:").SelectDataTable("From", dtLocalSheet)
```

'Si se ingresa un número anterior al año actual o mayor a 2038 o un mes mayor a 12 o menor a 1 o 'Se ingresa un número mayor a 31 días o menor a 1


```

If Window("Flight Reservation").Dialog("Flight
Reservations").Exist Then
  Window("Flight Reservation").Dialog("Flight
  Reservations").WinButton("OK").Click
Window("Flight Reservation").Close
"Termina la orden
Else
  Window("Flight Reservation").WinComboBox("Fly
  To:").SelectDataTable("To", dtLocalSheet)
  Window("Flight
  Reservation").WinButton("FLIGHT").Click
  Window("text:=Flight
  Reservation").Dialog("text:=Flights
  Table").WinList("nativeclass:=ListBox", "attached
  text:=From").Select1
  Window("Flight Reservation").Dialog("Flights
  Table").WinButton("OK").Click
  Window("Flight
  Reservation").WinEdit("Name:").SetDataTable("Name",
  dtLocalSheet)
  Window("Flight
  Reservation").WinEdit("Tickets:").SetSelection0,1
  Window("Flight Reservation").WinEdit("Tickets:").Set
  DataTable("Tickets", dtLocalSheet)
  Window("Flight
  Reservation").WinRadioButton("Business").Set
  Window("Flight Reservation").WinButton("&Insert
  Order").Click

```

Message de error por ingresar más de 11 Tickets

```

If Window("Flight Reservation").Dialog("Flight
Reservations").Exist Then
  Window("Flight Reservation").Dialog("Flight
  Reservations").WinButton("OK").Click
Window("Flight Reservation").Close
Else
  wait4
Window("Flight Reservation").Close
End If
EndIf

```

III. Resultados

Se comparó el tiempo de respuesta de ejecución del script contra el tiempo de una ejecución manual, en la Fig. 5 se puede observar la gráfica de comparativa en cada uno de los tres ciclos, en dicha gráfica se puede observar que velocidad de la automatización es alrededor de 10 veces menor que la ejecución manual. La ejecución tan lenta por parte del ingeniero de pruebas se debe a que, al ser una actividad repetitiva, se vuelve bastante aburrida e intervienen factores como, cansancio de los ojos, tiempo de llenado de campos en la aplicación, etc.

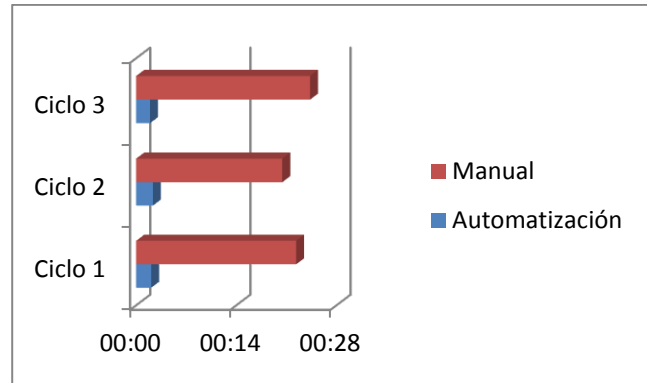


Fig. 5. Gráfica de ejecución Manual vs. Automatizada en minutos.

QTP muestra sus resultados al terminar la ejecución con todas sus iteraciones, en la Fig. 6 se muestran las gráficas de resultados generadas en este software; se puede observar como la ejecución fue completamente exitosa.

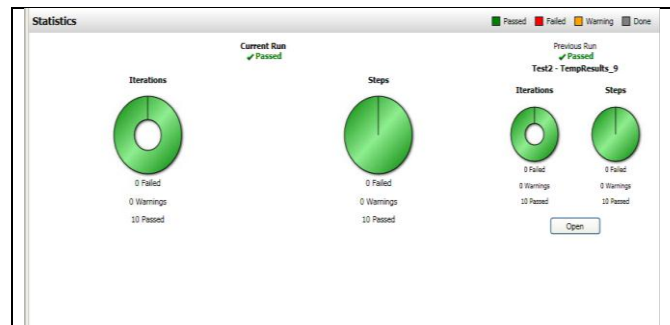


Fig. 6. Gráfica de ejecución Automatizada generada por QTP.

IV. Conclusiones

Ejecutar las pruebas de forma manual es lento y tedioso además que se requiere una fuerte inversión en recursos humanos. Lo peor de todo, la falta de tiempo a menudo hace que sea imposible probar manualmente cada función a fondo antes de liberarla a la aplicación.

Las pruebas automatizadas y el desarrollo de scripts inteligentes abordan estos problemas dramáticamente acelerando el proceso de prueba ya que se pueden crear pruebas que evalúan todos los aspectos de una aplicación también se puede extender a un sitio Web.

V. Referencias

- [1] W. Perry, "Effective Methods for Software Testing", 3ra Edición, Ed. Wiley Publishing Inc, Indianapolis, EUA, 2006, pp 14-15.
- [2] Estándar IEEE Std. 610. 12-1990.
- [3] J. L. Aristegui, "Los Casos de Prueba en las Pruebas de Software", Revista Digital Lámpasakos, No. 3, 2010, pp. 27-34.
- [4] P. Laukkanen, "Data-Driven and Keyword-Driven Test Automation Frameworks", Master Thesis, Helsinki University of Technology, EUA, 2006, pp. 10.
- [5] K. Moller, D. Paulish, "Software Metrics: A Practitioner Guide to Improve Product Development", Champnan and Hall, Londres, 1993, pp. 134-147.
- [6] http://calidadyssoftware.com/testing/automatizacion_con_quick_test:professional1.

VI. Autores

Ing. Gilberto Sánchez actualmente es ingeniero de Automatización Pruebas de Software y profesor de asignatura de la Universidad Politécnica de Aguascalientes. Obtuvo el grado de Ingeniero Electrónico por la Universidad Politécnica de Aguascalientes en 2012. Ha participado en proyectos de investigación relacionados con la teoría y el control de caos, proyectos relacionados con la automatización y testing de software, algoritmos para optimización de sistemas así como en investigaciones de ingeniería ambiental y desarrollo sustentable.

Alan García Sánchez actualmente es estudiante de la carrera de Ingeniería Mecatrónica por la Universidad Politécnica de Aguascalientes. Ha participado en proyectos relacionados con diseño de sistemas mecatrónicos, electrónicos, etc.

Dafnis Ernesto Pareja Galdames actualmente es estudiante de la carrera de Ingeniería Mecatrónica por la Universidad Politécnica de Aguascalientes. Ha participado en proyectos relacionados con diseño de sistemas mecatrónicos, electrónicos, etc.

Juan de Dios Zapata Morales actualmente es estudiante de la carrera de Ingeniería Mecatrónica por la Universidad Politécnica de Aguascalientes. Ha participado en proyectos relacionados con diseño de sistemas mecatrónicos, electrónicos, etc.

Javier Delgado Capuchino actualmente es estudiante de la carrera de Ingeniería Mecatrónica por la Universidad Politécnica de Aguascalientes. Ha participado en proyectos relacionados con diseño de sistemas mecatrónicos, electrónicos, etc.

Erik Adrián López Torres actualmente es estudiante de la carrera de Ingeniería Mecatrónica por la Universidad Politécnica de Aguascalientes. Ha participado en proyectos relacionados con diseño de sistemas mecatrónicos, electrónicos, etc.

Eduardo Oliva Montes actualmente es estudiante de la carrera de Ingeniería Mecatrónica por la Universidad Politécnica de Aguascalientes. Ha participado en proyectos relacionados con diseño de sistemas mecatrónicos, electrónicos, etc.

Elías Medina Martínez actualmente es estudiante de la carrera de Ingeniería Mecatrónica por la Universidad Politécnica de Aguascalientes. Ha participado en proyectos relacionados con diseño de sistemas mecatrónicos, electrónicos, etc.

Caracterización de las WLAN en el Centro de la Ciudad de Zacatecas

***Omar Alejandro Valdez Durán, **Uriel Ramírez-García Correa, ***Eduardo García Sánchez**

*Universidad Autónoma de Zacatecas, Blvd. López Mateos 801, (492)1114354, alejandrovaldur@gmail.com.

**Universidad Autónoma de Zacatecas, Blvd. López Mateos 801, (492) 9239407, uramirezgc@uaz.edu.mx.

*** Universidad Autónoma de Zacatecas, Blvd. López Mateos 801, (492) 9256690,
eduardogarciasanchez@gmail.com.

Resumen

El presente trabajo permite formular una imagen del uso de las redes inalámbricas de área local sobre una parte del centro histórico de la ciudad de Zacatecas, identifica las características que conforman un perfil de configuración que se ha utilizado de forma predeterminada por los principales proveedores de servicios de Internet y se cuestiona la eficiencia del mismo desde una perspectiva de seguridad. El proceso inicia con la descripción del proceso de crecimiento en el uso de las redes inalámbricas y las propiedades de las mismas, continuando con la definición del polígono de investigación y la selección del algoritmo y herramientas utilizadas para realizar el levantamiento del censo de puntos de acceso en dicho polígono y por último se realiza el análisis de las características identificadas.

Palabras Clave: Access Point, Seguridad Inalámbrica, WarWalk, WLAN.

I. Introducción

Desde la llegada de la computadora, todo el mundo ha hecho lo posible por tratar de mantenerse a la vanguardia de la tecnología y junto con ella, también llegó el Internet, lo cual fue un suceso importante para la comunicación.

Se ha visto en la necesidad de estar al tanto de la tecnología y por lo mismo, también se ha tenido la necesidad de incluir aparatos electrónicos como dispositivos móviles, agendas electrónicas, computadoras portátiles, entre otros, para lograr estar comunicados en todo momento y en todo lugar.

Hoy en día las tecnologías de información han crecido enormemente, al igual que el maravilloso poder de conectar estos dispositivos a Internet en cualquier lugar [1], [2], lo que ha logrado un gran avance en la brecha digital y junto con el creciente aumento de las redes, ha permitido que la mayoría de las personas acceden a Internet desde su domicilio particular, oficina o escuela [3], [4].

Una forma de acceso a las redes que ha proliferado a la fecha han sido los puntos de

acceso público (Hot-spot) y junto con las redes inalámbricas de particulares, la popularidad de esta forma de conexión ha crecido a tal punto que en cualquier lugar se cuenta con una. Además de que se han convertido en una excelente alternativa para ofrecer conectividad en lugares donde resulta inconveniente o imposible brindar servicio con una red alamburada.

Las WLAN¹ tienen un papel cada vez más importante en las comunicaciones del mundo de hoy. Debido al problema de tener una red mediante un tendido de cables que ocasiona hacer perforaciones, ranuras en la pared, techos y más, las PyME's² y domicilios particulares están adoptando este sistema de red que les permite alcanzar un mejor rendimiento, ahorro de costos, movilidad, facilidad de instalación y conectividad con diferentes equipos por ejemplo: PDA's³, SMARTPHONE⁴, computadoras portátiles, tabletas electrónicas, entre otros [5].

¹ WLAN (Wireless Local Area Networks): Red de área local Inalámbrica.

² PyME: Pequeñas y Medianas Empresas.

³ PDA (Personal Digital Assistant): Asistente Personal Digital.

⁴ SMARTPHONE: Teléfono inteligente.

Las WLAN tienen la limitante de cobertura a un radio que varía dependiendo del lugar donde esté instalada, es decir, como su medio de transmisión es compartido la interacción con objetos, paredes, incluso personas afectan la propagación de las ondas de radiofrecuencia.

La gran ventaja de tener acceso a la información por medio de la red inalámbrica representa también un problema de seguridad, es decir, si una persona puede acceder a información, significa que también cualquier otra persona puede llegar a capturar esa información [6]. Cualquier equipo, a menos de 100 metros de un punto de acceso, podría tener acceso a la red inalámbrica sin autorización.

Las WLAN poseen varias alternativas para garantizar la seguridad de éstas. Una de estas alternativas son los protocolos de cifrado de datos para los estándares 802.11, como el WEP⁵ y el WPA⁶, que se encargan de codificar la información transmitida para proteger su confidencialidad, proporcionados por los propios dispositivos inalámbricos.

Estudios realizados en México por ejemplo un Reporte de Seguridad de Cisco Systems Inc. [7] al cierre de 2011 expone que el 19% de los jóvenes entrevistados afirmaron “colgarse” de una red inalámbrica ajena, y esto se da muchas veces por las características que poseen los distintos dispositivos de acceso inalámbricos de los usuarios, es decir con las herramientas adecuadas se puede lograr el acceso no autorizado a las redes compartidas por dicho dispositivo en cuestión de minutos.

Por otra parte autores como Ramón Alcántar en su artículo “Redes Wi-Fi⁷ abiertas: Ocasiones de Delito” [8] en el 2011 expone que de acuerdo con el INEGI⁸ existían 6.3 millones de hogares con conexión a Internet en México, mientras que la AMIPCI⁹, que existían alrededor de 10.5

millones de suscriptores a Internet y que el 3% ya se conectaba a través de servicios de internet inalámbrico fijo. Estos datos pueden compararse con los del reporte del Autor Francisco Vidal Bonifaz titulado “El poder de Internet: proveedores de acceso en México diciembre 2012” [9] donde se muestra una tabla de los suscriptores de servicios de acceso a Internet de los principales ISP¹⁰ en México (ver Tabla 1).

<i>Empresa</i>	<i>2011</i>	<i>2012</i>
Telmex – Prodigy	7,652	8,139*
Televisa	1,066	1,306
Megacable	683	835
Axtel	444	493
Maxcom	102	130

** Nota: Datos hasta mediados del 2012.*

Tabla 1. Suscriptores de Servicios de Internet en 2012 (miles de cuentas). Fuente: "Reporte de La Rueda de la Fortuna 2013".

El uso de las redes inalámbricas, ha crecido enormemente en el ámbito empresarial y particular, junto con la interoperabilidad de los nuevos dispositivos electrónicos que han surgido y la necesidad de estar conectados a Internet en cualquier lugar. Las ventajas que brinda a los usuarios de estas redes, en cuanto a costos y movilidad, es otro punto a favor hacia esta tecnología, pero las cuales también dejan al descubierto muchos problemas de seguridad hacia estos usuarios por trabajar en un medio compartido como lo es el aire libre.

Redes inalámbricas

El término “inalámbrico” en redes hace referencia a la tecnología sin cables que permite conectar varias máquinas o dispositivos entre sí. Las conexiones inalámbricas que se establecen entre los empleados remotos (sus dispositivos) y una red cableada otorgan a las empresas flexibilidad y prestaciones muy avanzadas, por ejemplo ahorro de cables).

⁵ WEP (Wired Equivalent Privacy): Privacidad Equivalente a cableado.

⁶ WPA (WI-FI Protected Access): Acceso Inalámbrico Protegido.

⁷ Wi-Fi (Wireless Fidelity): Nombre comercial para dispositivos inalámbricos basados en el estándar IEEE 802.11.

⁸ INEGI: Instituto Nacional de Estadística y Geografía.

⁹ AMIPCI: Asociación Mexicana de Internet [17].

¹⁰ ISP (Internet Service Provider): Proveedor de Servicios de Internet.

Actualmente nos encontramos con los siguientes tipos de redes inalámbricas [10]:

- **WPAN (Wireless Personal Area Network - Red inalámbrica de ámbito personal):** Están pensadas para cubrir un área del tamaño de una habitación. Tradicionalmente este tipo de redes fue basado en infrarrojos que permiten la comunicación entre dos elementos a baja velocidad y a una distancia cercana. Actualmente la tecnología de radio frecuencia denominada Bluetooth es el estándar en auge.
- **WWAN (Wireless Wide Area Network - Red inalámbrica de área extensa):** Son las redes cuyo ámbito cubre áreas más amplias como por ejemplo: una ciudad. Por su gran tamaño, estas redes son explotadas por las empresas de telefonía celular o ISP's.
- **WLAN** son redes que cubren un área equivalente a la red local de una empresa, y se emplean muchas veces como una extensión a la red cableada, con un alcance aproximado de cien metros, la cual permite que los nodos que se encuentran dentro del área de cobertura puedan conectarse entre sí.

Las redes inalámbricas ayudan en la interconexión de distintos dispositivos y redes cableadas, junto con eso, estas redes tienen una variedad de ventajas por que han aumentado su uso.

A continuación se presenta una tabla que resume las características que han hecho que se esté migrando a esa tecnología, de igual forma se presentan las desventajas que conllevan la misma tecnología [11], [12].

Ventaja	Desventaja
Flexibilidad: No se necesita tener los dispositivos conectados a un cable para lograr una comunicación.	Calidad: Tienen una velocidad promedio de 10Mbps y son sensibles a interferencias electromagnéticas o de otras redes.
Costo: Solo se necesita adquirir el punto de acceso inalámbrico, lo que ahorra gasto de cables, asistencia técnica, y otros.	
Instalación: Rápida y simple, solo se necesita conectar el dispositivo a la red cableada.	Cobertura: Los rangos son desde 29 metros a una velocidad de 11Mbps en un área cerrada hasta 485 metros a una velocidad de 1Mbps en un área abierta. Una configuración básica o predeterminada en el equipo es muy propensa a ataques.
Poca Planeación: Sólo se tiene que tomar en cuenta de que el edificio o las oficinas queden dentro de la cobertura de la red.	
Escalable: Las configuraciones son fáciles de cambiar, además que resulta sencillo la incorporación de nuevos usuarios a la red	Seguridad: Cualquier equipo teniendo acceso a la red inalámbrica también lo tendría a la red cableada. La información viaja por un medio compartido (aire libre).
Robustez: Se evitan problemas con eventos inesperados por ejemplo tropiezo con el cable por parte de los usuarios, un terremoto, entre otros factores que desconecten los cable.	
Diseño: Los receptores son bastante pequeños y pueden integrarse dentro de un dispositivo y llevarlo en un bolsillo, etc.	

Tabla 2. Ventajas vs. Desventajas de las WLAN.

Fuente: Elaboración Propia basado en Jorge Alberto López Guerrero y Angélica Yolanda Zavala Yerovi

II. Objetivo

Caracterizar la configuración implementada en los puntos de acceso inalámbricos de particulares y microempresas arrendados a los principales ISP en centro de la Ciudad de Zacatecas; en base a la detección y análisis usando la metodología de Wardriving en el polígono de investigación definido.

III. Desarrollo

La investigación se basó en varias actividades a realizar. La cuales se mencionan a grandes rasgos a continuación:

- Definición de un polígono de investigación donde se centraría nuestro estudio.
- Análisis y selección de herramienta para la detección de los puntos de acceso inalámbrico.
- La realización de un recorrido sobre el polígono definido, con el fin de recabar la información de todos los puntos de acceso inalámbricos habilitados en dicha área.

- Análisis y depuración de la información recabada.
- Definición de los perfiles de configuración predeterminada de los puntos de acceso inalámbrico

La CEH¹¹ [12] define una metodología de hacking para redes inalámbricas con la cual se puede hacer una auditoria de seguridad a este tipo de redes, en esta metodología menciona dos actividades o pasos que son: la detección y la geo-localización de los puntos de acceso inalámbricos, así mismo define conceptos relacionadas con este tipo de redes (WarWalking, WarFlying, WarDriving, WarChalking), las cuales son prácticas para la detección de redes inalámbricas [13], y entran en esas dos actividades mencionadas, de las cuales se basó esta investigación para el levantamiento de los datos.

Se realizó un polígono de investigación planteado sobre el centro de la ciudad de Zacatecas (ver Figura 1), y mediante la utilización de un dispositivo móvil junto con una herramienta “wardriving” recolectaba información de los puntos de acceso inalámbrico habilitados a lo largo del área definida.

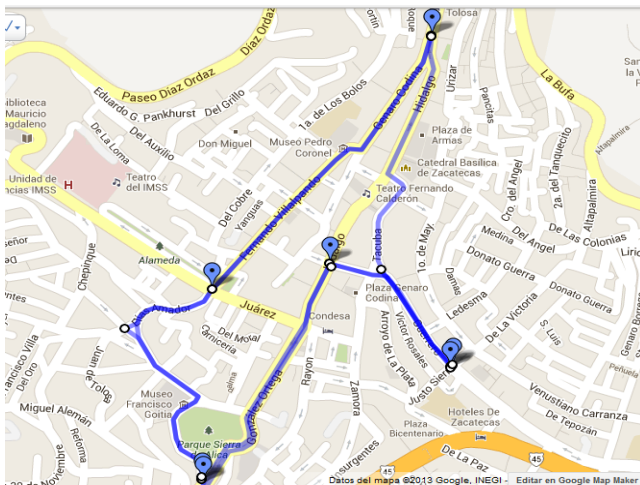


Fig. 1. Polígono de Investigación. Fuente: Google Maps.

La herramienta a utilizar fue diseñada para la investigación titulada “Descubrimiento y geo-localización mediante redes Wi-Fi” por el autor Carlos Pérez Blanco en el 2010 [14], esta herramienta llamada “Warwalk” tiene la capacidad de detectar y almacenar en una base de datos local algunas de las características de los puntos de acceso identificados, como son:

- BSSID: Dirección MAC del dispositivo.
- SSID: Identificador del dispositivo.
- Canal de transmisión.
- Tipo de encriptación.
- Potencia de la señal.
- Coordenadas geográficas del dispositivo.
- Frecuencia de la red.
- Fecha y hora de detección del dispositivo.

Dicha herramienta utiliza un algoritmo para la geo-localización de cada punto de acceso inalámbrico detectado, el cual está representado en las siguientes formulas (1) y (2):

$$longitud = \frac{\sum_{i=1}^n longitud_i * \frac{1}{nivel_i}}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{nivel_i}} \tag{1}$$

$$latitud = \frac{\sum_{i=1}^n latitud_i * \frac{1}{nivel_i}}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{nivel_i}} \tag{2}$$

Dónde:

longitud y *latitud* son las coordenadas geográficas finales asignadas al punto de acceso.

n es el número total de mediciones realizadas para un punto de acceso.

longitud_i y *latitud_i* son las coordenadas obtenidas en una medición y un punto de acceso.

nivel_i es el nivel de la potencia del punto de acceso obtenido en una medición.

¹¹ (Certified Ethical Hacking): curso de certificación de hacking Ético por parte de EC-Council.

Se debe mencionar que esta herramienta y su algoritmo está pensado para rodear los edificios y tener un cálculo más preciso de la ubicación de cada punto de acceso; en nuestro caso las casas, comercios o manzanas se encuentran construidas de forma adyacente, por lo que en nuestro recorrido, la geo-localización de cada dispositivo detectado se vio alterada al caminar en un sentido y de forma tangente a la estructura a lo largo de las calles y avenidas que conforman al polígono.

La tabla de la base de datos exportada por la herramienta “Warwalk” que llamamos “AP” tenía campos que no eran relevantes para la investigación, así como registros que no eran de nuestro interés, por ejemplo puntos de acceso temporales creados por dispositivos móviles (celulares, tabletas electrónicas, entre otros), impresoras inalámbricas y print-servers inalámbricos, por lo que se realizaron filtros para depurar la información, los cuales consistieron por un lado relacionar cada punto de acceso con un fabricante y proveedor, para así descartar dichos registros (impresoras o puntos de acceso temporales), por otra parte existían puntos de acceso los cuales eran creados por redes ad-Hoc las cuales son redes inalámbricas punto a punto, es decir, es una configuración donde los dispositivos móviles se pueden conectar entre sí sin la necesidad de que existan un punto de acceso como tal.

Realizado esto, se comenzó a trabajar sobre el diseño de la base de datos el cual queda representado en la Figura 2.

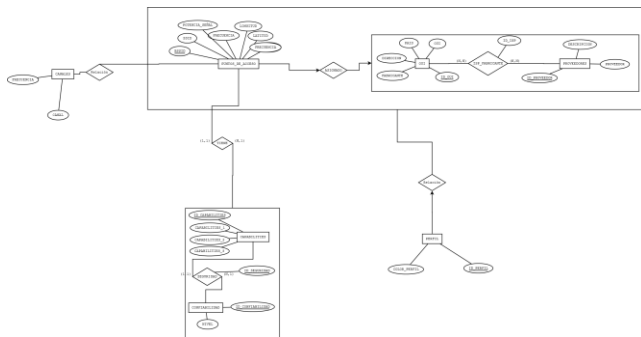


Fig. 2. Diagrama E-R Base de Datos. Fuente: Elaboración Propia.

Las razones de tener estas tablas en la base de datos son las siguientes:

Se necesitaba tener concentradas las distintas capacidades de cifrado habilitados entre todos los puntos de acceso detectados, así como un nivel de seguridad asignado en base al tipo de cifrado utilizado.

Para la definición de los perfiles de configuración era necesario tener en primera instancia una relación de ISP-FABRICANTE, la cual contiene los distintos fabricantes utilizados por cada uno de los principales ISP, para en un siguiente paso poder asignar ese ISP-FABRICANTE junto con las distintas capacidades a un perfil de configuración de los principales ISP en base a los dispositivos identificados.

Para la definición de los perfiles de configuración partimos de definir que es un perfil, el cual es un conjunto de rasgos, características o capacidades que identifican a alguien o algo, por lo tanto se definió un perfil de configuración como el conjunto de características o parámetros configurados en un dispositivo de acceso inalámbrico que lo identifican.

En esta investigación se consideraron las siguientes características que definen un perfil de configuración:

- **SSID:** Identificador de la red que comparte el dispositivo inalámbrico, mediante el análisis de este se pudo asignar un ISP al dispositivo.
- **BSSID:** También conocido como dirección MAC, el cual nos da como resultado un fabricante del dispositivo, ya que una dirección MAC esta compuesta de un grupo de 12 caracteres hexadecimales, de los cuales los primeros 6 identifican al fabricante del dispositivo en cuestión.
- **Cifrado:** Evita que personas no autorizadas accedan a la información cuando ésta se transmite por el aire.
- **Canal de transmisión:** es la frecuencia por donde se transmite la información en una red inalámbrica

- **Tecnología:** son los protocolos bajo el cual es compatible (a/b/g/n).

Esto con el fin de detectar los distintos perfiles de configuración en los puntos de acceso que puedan existir en el centro de la Ciudad de Zacatecas.

La herramienta utilizada para recolección de datos sólo nos daba la capacidad de detectar el 4 de los 5 puntos mencionados anteriormente, pero dado que un punto de acceso puede ser configurado de tal manera que se asigne un canal automáticamente, se optó por descartar esa característica para la definición de estos perfiles.

Un último proceso realizado en la investigación fue el diseño de una herramienta, la cual nos logró exportar toda la información recabada y procesada a un navegador terrestre, por ejemplo Google Earth, con el fin de lograr visualizar todos los puntos de acceso inalámbrico detectados sobre el polígono recorrido en base a las geo-localización de cada uno de ellos, y así poder diferenciar los perfiles de configuración asignados a cada uno de los dispositivos.

IV. Resultados

Se detectaron 823 registros a lo largo del polígono de investigación definido, de los cuales se contemplan dispositivos de hoteles, comercio de diferente giro, escuelas, casas habitación, puntos de acceso gratuitos (Hot-Spot), entre otros.

Analizando estos registros se descubrió que el 7% de ellos correspondían a impresoras inalámbricas, print-servers, puntos de acceso temporales (celulares, tabletas electrónicas) y redes punto a punto (ad-Hoc) y el 93% restante a puntos de acceso inalámbricos.

De ese 93% (765) puntos de acceso que rescatamos encontramos que existían 27 combinaciones diferentes de cifrados de los cuales mostramos en la siguiente tabla:

ID	CAPABILITIES 1	CAPABILITIES 2	CAPABILITIES 3
1	OPEN		
2	[WEP]		
3	[WEP]	[IBSS]	
27	[WPS]	[WEP]	
26	[WPS]		
4	[WPA-EAP-TKIP]		
5	[WPA-PSK-CCMP]		
8	[WPA-PSK-TKIP+CCMP]		
14	[WPA-PSK-TKIP]		
6	[WPA-PSK-CCMP]	[WPA2-PSK-CCMP]	
7	[WPA-PSK-CCMP]	[WPA2-PSK-CCMP]	[WPS]
9	[WPA-PSK-TKIP+CCMP]	[WPA2-PSK-CCMP-preauth]	
10	[WPA-PSK-TKIP+CCMP]	[WPA2-PSK-TKIP+CCMP-preauth]	
11	[WPA-PSK-TKIP+CCMP]	[WPA2-PSK-TKIP+CCMP]	
12	[WPA-PSK-TKIP+CCMP]	[WPA2-PSK-TKIP+CCMP]	[WPS]
13	[WPA-PSK-TKIP+CCMP]	[WPS]	
15	[WPA-PSK-TKIP]	[WPA2-PSK-CCMP]	
16	[WPA-PSK-TKIP]	[WPA2-PSK-CCMP]	[WPS]
17	[WPA-PSK-TKIP]	[WPA2-PSK-TKIP]	
18	[WPA-PSK-TKIP]	[WPS]	
19	[WPA2-EAP-CCMP]		
20	[WPA2-PSK-CCMP-preauth]		
21	[WPA2-PSK-CCMP]		
23	[WPA2-PSK-TKIP+CCMP]		
24	[WPA2-PSK-TKIP]		
22	[WPA2-PSK-CCMP]	[WPS]	
25	[WPA2-PSK-TKIP]	[WPS]	

Tabla 3. Distintas Capacidades de cifrado detectadas. Fuente: Elaboración Propia.

En base a esta tabla encontramos que el 63% (483) de los puntos de acceso utilizaban solo el cifrado WEP y alguna combinación de otro o mantienen un modo abierto (OPEN) para el acceso a la red compartida por el dispositivo, 2% WPS (no es en sí un cifrado) y que el 35% de los puntos de acceso utilizaban un tipo de cifrado más robusto (WPA, WPA2) junto con sus diferentes tipos de autenticación (PSK, TKIP).

Se logró identificar el ISP de 527 puntos de acceso dado que mantenían el SSID asignado por el mismo (ver Tabla 4).

PROVEEDOR	TOTAL
TELMEX	473
CABLECOM	25
MEGACABLE	23
AXTEL	6
SIN IDENTIFICAR	238
	765

Tabla 4. Cantidad de puntos de acceso por ISP. Fuente: Elaboración Propia.

Partiendo de estos 2 resultados se consideró generalizar las distintas capacidades de los puntos de acceso en base nivel de seguridad que implicaba el cifrado de cada uno de ellos, los

cuales se relacionaron con los distintos proveedores identificados y como resultado se obtuvo la siguiente tabla:

PROVEEDOR	CIFRADO	CANTIDAD
TELMEX	OPEN	17
	WEP	317
	WPS	5
	WPA	132
	WPA2	2
CABLECOM	WEP	23
	WPA	1
MEGACABLE	WPA2	1
	WEP	16
	WPA	7
AXTEL	WEP	2
	WPA2	4
TOTAL		527

Tabla 5. Relación Proveedor – Cifrado. Fuente: Elaboración Propia.

Se buscó relacionar el fabricante de cada dispositivo inalámbrico con el fin de formular los perfiles de configuración implementados en todos los puntos de acceso, de los cuales se logró asignar un fabricante a 760 puntos de acceso, y de los 5 restantes 2 corresponden a equipos con un ISP identificado (TELMEX) fue imposible asignar un fabricante.

La siguiente tabla (6), muestra la cantidad de dispositivos inalámbricos que existen por ISP, así como los distintos fabricantes de los puntos de acceso relacionado con un nivel de seguridad bajo (WEP), Puesto que este cifrado junto el abierto (OPEN) son los más débiles.

CIFRADO	PROVEEDOR	FABRICANTE	TOTAL
WEP	TELMEX	2WIRE	89
		HUAWEI	129
		THOMSON	84
		TECHNICOLOR	12
		TP-LINK	2
	CABLECOM	HON HAI	23
	MEGACABLE	D-LINK	14
	AXTEL	NETGEAR	2
	AXTEL	D-LINK	1

Tabla 6. ISP-Fabricante-cifrado WEP. Fuente: Elaboración Propia.

Sobre estos mismos resultados (Tabla 6) se logró identificar los distintos perfiles de configuración predeterminada, en base a las variables definidas

en la sección anterior, de los cuales se concluyó que el perfil más básico implementado los principales ISP en el Centro de la Ciudad de Zacatecas es el siguiente:

- TELMEX utilizando cifrado WEP y dispositivos HUAWEI, THOMSON O 2WIRE.
- CABLECOM mantiene una configuración con cifrado WEP y equipos HON HAI.
- MEGACABLE utiliza mayormente dispositivos D-LINK con cifrado WEP.
- AXTEL mantiene un cifrado WEP con dispositivo D-LINK (al igual que MEGACABLE).

Los cuales se visualizan en la siguiente figura.



Fig. 3. Perfil débil. Fuente: Elaboración Propia.

Se observa que este perfil se extiende a lo largo de todo el polígono de investigación definido, y las distintas tonalidades se asignaron a un proveedor y fabricante específico.

V. Conclusiones

Realizada esta investigación podemos concluir que de los puntos de acceso identificados con proveedor y fabricante el ISP TELMEX utiliza equipos de 9 diferentes fabricantes, de los cuales el más utilizado son equipos del fabricante HUAWEI, siguiéndole 2WIRE y THOMSON, mientras que MEGACABLE utiliza D-LINK mayormente y CABLECOM solo utiliza un único fabricante de dispositivos (HON HAI).

Sobre los perfiles identificados en base a las características definidas se contabilizaron 88 perfiles distintos, dentro de los cuales el ISP que prolifera sobre ellos es TELMEX con 65% de éstos, siendo el 48% del total que corresponden a un nivel bajo de cifrado, es decir utilizan un cifrado OPEN, WEP o WPS y sólo un 2% un nivel alto de seguridad en su cifrado (WPA2), mientras que de los demás ISP solamente CABLECOM está dentro de un perfil con nivel de cifrado alto.

También se observó que existían 2 perfiles de configuración similares para distinto proveedor, es decir comparten el mismo nivel de seguridad y fabricante.

Por otro lado, pudimos observar que de los puntos de acceso a los cuales no se les pudo asignar un ISP por la alteración de su SSID, 40 de ellos (240) entraban en uno de estos perfiles, tomando en cuenta el fabricante del dispositivo y el nivel de seguridad que esta implementado en él, de los cuales 29 de ellos entraban en un perfil con TELMEX como ISP, 21 de ellos con un nivel bajo de seguridad (cifrado WEP), mientras que el proveedor con menos perfiles asignados (AXTEL) se asignaron a 4 puntos de acceso, pero con un nivel de seguridad más alto que la mayoría que se asignaron a TELMEX (cifrado WPA)

En base al tipo de cifrado implementado en todos los perfiles más de la mitad (70%) de los puntos de acceso inalámbrico que mantiene un perfil de configuración predeterminado se caracteriza por ser básico y fácil de atacar, por ejemplo con el creciente aumento del uso de dispositivos móviles, estudios como lo exponen en el artículo de impre.com “‘Rompen’ claves de redes inalámbricas” [15] y publicado por Mattica en el 2011, se ha generado una gran cantidad de

aplicaciones con el objetivo de romper o calcular las contraseñas por default de los dispositivos inalámbricos como con Router Keygen¹², así mismo con el uso de computadoras portátiles, las herramientas adecuadas, algunos conocimientos de crakeo de claves y dedicar un de minutos se podría acceder a la red compartida de un punto de acceso estando al alcance del dispositivo en cuestión, esto para dispositivos con un cifrado, mientras que los que trabajan en un modo abierto (sin cifrado) generan una problemática mayor, cualquier persona dentro del rango del dispositivo podría conectarse a esa red sin problema de alguna autorización y comenzar a “espíar” esa red.

Una solución a este problema sería la modificación de algunos parámetros en la configuración de los puntos de acceso, por ejemplo cambiar el nombre de la red (SSID) o el tipo de cifrado (cambiar a WPA o WPA2) la cual al ser una llave no estática como con el cifrado WEP es necesario la utilización de las llamadas técnicas de “fuerza fruta” para encontrar la posible combinación de la contraseña [16].

Se espera que con investigaciones de este tipo se logre concientizar a la gente que la configuración implementada en los puntos de acceso inalámbrico no siempre es la más confiable y que estos dispositivos tienen la posibilidad de configurarse de tal manera que cubran los tres elementos de seguridad de la conexión e información (confidencialidad, disponibilidad e integridad) ya que la mayoría de los usuarios están más interesados en la facilidad de su uso, que en el nivel de seguridad de su red inalámbrica lo que aumenta la posibilidad de tener problemas al mantener estas configuraciones.

¹² Router Keygen: Herramienta para dispositivos móviles con sistema operativo Android la cual tiene como objetivo descifrar claves WEP en base a algunas características del punto de acceso.

VI. Referencias

- [1] Silvia del Carmen Ramos Serrano, "Aspectos de seguridad en aplicaciones basadas en Wi-Fi," Universidad de las Américas Puebla, Escuela de Ingeniería y Ciencias, Cholula, Puebla, Tesis profesional 2006.
- [2] Diego Hernan Mendigaña Castillo and Reina Ascencio Yassed Farouk, "Diseño, implementación y configuración de una red inalámbrica en la corporación Universitaria Minuto de Dios," Corporación Universitaria Minuto de Dios, Bogotá, Colombia, Proyecto Título Tecnológico 2008.
- [3] Víctor Toledo Pérez, "Análisis y Diseño de mecanismos de Handoff en redes Inalámbricas de Banda Ancha IEEE 802.16e," Posgrado en Ciencia e Ingeniería de la Computación, México, D.F., Tesis Maestría 2009.
- [4] Dustin Odom Seungjae Shin, "Wireless Meridian : Strategy y Analysis for Municipal Wireless Project," Business Studies Journal, vol. IV, no. 1, pp. 25-33, 2012.
- [5] Alfred Loo, "The Myths And Truths Of Wireless Security," Communications of the ACM, vol. LI, no. 2, 2008.
- [6] Jeffrey Dingle, "How Secure is Your Wireless Security?," Security Magazine, Enero 2007.
- [7] Gabriela Chávez. (2012, Febrero) Vanguardia. [Online]. <http://www.vanguardia.com.mx/robodeinternetdelitoquecrecenelpais-1208234.html>
- [8] Ramón Alcántar. (2011, Septiembre) Mattica. [Online]. <http://www.mattica.com/2011/09/redes-wifi-abiertas-ocasiones-de-delito/>
- [9] Francisco Vidal Bonifaz. (2013, marzo) La Rueda de la Fortuna: Bitacora de Economía y Medios de Comunicación. [Online]. <http://ruedadelafortuna.wordpress.com/2013/03/21/el-poder-en-internet-proveedores-de-acceso-en-mexico-diciembre-de-2012/>
- [10] Pablo Jara Werchau and Patricia Nazar. (2010) Editorial Universitaria de la Universidad Tecnológica Nacional. [Online]. http://www.edutecne.utn.edu.ar/monografias/standard_802_11.pdf
- [11] Jorge Alberto López Guerrero, "Redes Inalámbricas Wireless LAN," Instituto de Ciencias Básicas e Ingeniería, Pachuca, Hidalgo, Tesis Licenciatura 2007.
- [12] Angélica Yolanda Zavala Yerovi, "Estudio de QoS sobre WLAN Utilizando el Estándar 802.11e aplicado a transmisiones de Sistemas Multimediales en tiempo real," Escuela Superior Politécnica de Chimborazo Facultad de Informática y Electrónica, Riobamba, Ecuador, Tesis Licenciatura Junio 2010.
- [13] M4Ku4z, "Haciendo Warviving Con iPhone, Ipad, Ipod Touch, Obteniendo Claves WEP mas rápido que con Back Track de linux," Hacking México, no. 02, pp. 24-27, Enero- Marzo 2013.
- [14] Carlos Pérez Blanco, "Descubrimiento y Geolocalización mediante Redes Wi-Fi," Universidad Carlos III de Madrid , Madrid, Tesis Licenciatura 2010.
- [15] Impre.com. (2011, Noviembre) Mattica. [Online]. <http://www.mattica.com/2011/11/rompen-claves-de-redes-inalambricas/>
- [16] Lizbeth Sánchez de la Rosa, "Seguridad en Redes Inalámbricas," Zacatecas, 2013.
- [17] Julio César Vega Gómez. (Junio, 2012) AMIPCI. [Online]. <http://www.amipci.org.mx/>
- [18]

VII. Autores

Omar Alejandro Valdez Durán estudiante de la carrera de Ingeniería en Computación de la Universidad Autónoma de Zacatecas.

MCC, MA Uriel Ramírez-García Correa es docente/investigador de la Universidad Autónoma de Zacatecas de la Unidad Académica de Ingeniería Eléctrica.

Dr. Eduardo García Sánchez es docente/investigador de la Universidad Autónoma de Zacatecas de la Unidad Académica de Ingeniería Eléctrica.

Conmutación de Circuitos en FPGAs: Arquitectura de un Conmutador Ligero para Dispositivos Reconfigurables

* Héctor Cabrera, *Susana Ortega Cisneros, ** Juan José Raygoza Panduro

* CINVESTAV Unidad Guadalajara, Guadalajara, Jalisco, México, hcabrera@gdl.cinvestav.mx, sorteaga@gdl.cinvestav.mx.

** CUCEI Universidad de Guadalajara, Guadalajara, Jalisco, México, juan.raygoza@cucei.udg.mx.

Resumen

El uso de redes en-chip como medio de interconexión para sistemas implementados en FPGAs se ve limitado por los recursos lógicos necesarios para desplegar la red en el dispositivo objetivo. En este trabajo presentamos una arquitectura de conmutador con control de flujo de datos basado en conmutación de circuitos, para redes en-chip de topología Spidergon, la cual busca reducir el área ocupada sin castigar severamente el desempeño global de la red. Como resultado se obtuvo un conmutador que requiere solo 114 Slices en su versión más económica dentro de un dispositivo Virtex 4. Además proporcionamos un perfil de rendimiento obtenido al someter una red, formada por estos conmutadores, a diferentes cargas de trabajo sintéticas dentro de un simulador a medida desarrollado como parte de del flujo de diseño del conmutador.

Palabras Clave: NoC, SoC, FPGA, RTL.

I. Introducción

Network on-Chip (NoC) o en español red en-chip es una tecnología emergente para la interconexión de bloques funcionales en un sistema digital formado por múltiples unidades de procesamiento. El concepto de NoC [1, 2] ha despertado el interés en el ámbito académico así como en el desarrollo de aplicaciones comerciales [3]. Sin embargo, aun con múltiples equipos de investigación trabajando en nuevos desarrollos, los medios de interconexión NoC no han alcanzado una madurez como tecnología para erigirse como la infraestructura de comunicación que dé solución a los desafíos presentes en los sistemas digitales modernos.

Una red en-Chip es la adaptación del concepto de redes de computadora aplicado dentro de un circuito integrado. El concepto de red para ciencias de la computación incluye la interconexión de equipos o recursos de red como lo podrían ser, medios de almacenamiento (NAS o SAN), firewalls o servidores dedicados, todos estos compartiendo un flujo de información por medio de la infraestructura de red formada por

routers, switches o bridges. El rendimiento de una red de computadoras está definido por su topología, el método de control de flujo de datos y la estrategia utilizada para guiar la información a través de la red.

Para aterrizar estos conceptos en silicio, es necesario re dimensionar y adaptar la experiencia en el área de redes de ordenadores a un contexto más restringido como lo es un circuito integrado. En éste, los elementos de procesamiento son representados por bloques propietarios de lógica a medida, microprocesadores de propósito general o elementos de memoria. La infraestructura de interconexión puede reducirse a routers o conmutadores dada el área limitada en la cual pueden extenderse los módulos del sistema digital, y el medio de transmisión está formado por las líneas de metal internas del circuito integrado. El rendimiento de la red es proporcional a su capacidad de mantener ocupados el mayor número de canales de comunicación en un intervalo de tiempo determinado, así como la cantidad de

información que es capaz de trasladar entre miembros de la red en una unidad de tiempo.

II. Trabajo Relacionado

Entre los desarrollos de redes en chips para dispositivos reconfigurables se encuentra PNoC [4], este trabajo es específico para dispositivos reconfigurables y divide las unidades de procesamiento en islas de trabajo. CuNoC [5], propuesta de red en-chip con topología tipo malla y una técnica de conmutación de paquetes. SoCWire [6] es una red en-chip desarrollada con el objetivo principal de proveer compatibilidad con el protocolo de transferencia SpaceWire [7] actualmente en uso en misiones de la Agencia Espacial Europea. Star-Wheels [8], esta red presenta una incursión en una nueva topología de rueda, la cual es muy similar a una topología Spidergon [9] pero con la diferencia de implementar un súper conmutador al centro de la red. Un seguimiento más amplio a diseños de redes en chip puede ser encontrado en [1].

III. Descripción del hardware del conmutador

El diseño de la arquitectura del conmutador tomo como objetivo una topología Spidergon, esta elección responde a las características que presenta, como el ser una topología regular y simétrica, con lo cual es necesario el desarrollo de un modelo único de conmutador. Además, Spidergon establece un conmutador con cuatro puertos de comunicación bidireccionales, estos puertos de comunicación tiene enlaces restringidos entre ellos, por ejemplo, el canal derecho del conmutador puede manejar enlaces con el conmutador vecino a la derecha y con el elemento de procesamiento asignado a su nodo de red. La figura 1 muestra los posibles enlaces entre cada uno de los puertos del conmutador. Un análisis a fondo de las propiedades de la topología Spidergon quedan fuera del alcance de este documento, pero un amplio tratado puede encontrarse en [9].

Dado al objetivo de optimización en área del diseño, se seleccionó una filosofía orientada a conexión para el control de flujo de datos entre conmutadores, esta filosofía conocida como

conmutación de circuitos reduce el número de elementos de almacenamiento necesarios para manejar las transacciones de información conmutadores.

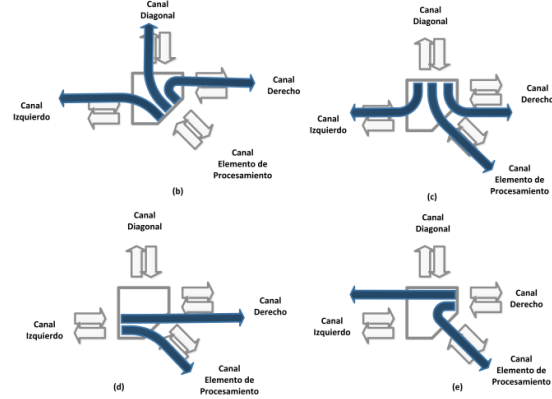


Fig. 1. Árbol de conexiones del conmutador.

Flujo de operación del conmutador

A grandes rasgos la relación entre conmutadores de una red durante una operación de transferencia de datos ocurre de la siguiente manera: Imagine la red propuesta en la figura 2, el escenario plantea el deseo de transmitir información entre los nodos "02" y "07" de la red, un nodo es definido por el conjunto de un conmutador y su elemento de procesamiento. La ruta a seguir para alcanzar el nodo destino requiere de un salto intermedio en el nodo "06", por lo que el nodo "02" envía una petición para que se le sea asignado el uso exclusivo del puerto de salida que comunica al nodo "06" con el nodo "07"

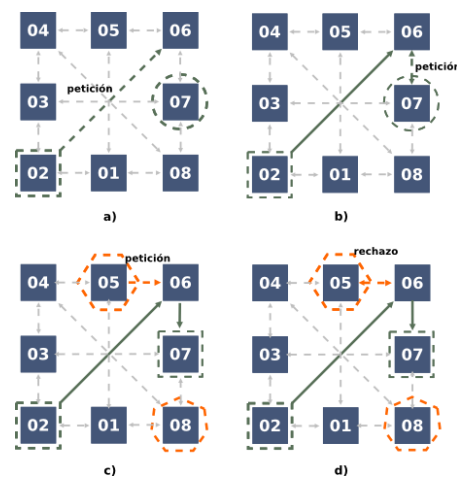


Fig. 2. Comportamiento de un arreglo de conmutadores.

El conmutador "06" deberá evaluar la petición recibida y determinar si su puerto de salida solicitado se encuentra disponible para ser asignado. En el caso de una asignación exitosa por parte del conmutador "06", la solicitud enviada desde el conmutador "02" es transmitida de manera transparente en dirección del conmutador destino, en este caso el conmutador "06" ya ha terminado su tarea respecto a esta operación, por lo que se limitará a transmitir la información recibida del puerto de entrada conectado al conmutador "02" a su puerto de salida conectado al conmutador "07" (Esta operación no bloquea las tareas de arbitraje y asignación de los puertos no afectados por la comunicación entre los nodos "02" y "07").

Otro caso posible en el flujo de operación entre conmutadores diseñados para el trabajo bajo el esquema de conmutación de circuitos está representado en la figura 2 (c, d) donde un flujo de datos desea ser establecido entre el conmutador "05" y el conmutador "07".

El camino a seguir para alcanzar el nodo destino realiza un salto intermedio en el conmutador "06", el cual se encuentra atendiendo el enlace nodo entre el nodo "02" y "07", sin embargo el conocimiento de conexiones pre existentes no está disponible para cada conmutador de la red por lo que "05" envía una señal de petición de asignación del puerto de salida en dirección al conmutador "07" al conmutador "06". Este último recibe la petición, pero determina que el puerto solicitado se encuentra actualmente en uso, por lo que generará una señal de rechazo de petición para el conmutador "05". El conmutador "05" puede elegir mantener la petición y esperar a que se resuelva de manera satisfactoria o puede, como en este ejemplo, desistir de manera momentánea a su petición y realizar otro intento en un lapso de tiempo establecido por la unidad de procesamiento.

Construcción interna del conmutador

El conmutador presenta 4 puertos de enlace, cada uno de ellos está formado por dos canales de comunicación, un canal dedicado a los

datos ingresando y un canal para los datos abandonando al conmutador. A un nivel de micro arquitectura cada canal de salida está conectado a varios canales de entrada. Las señales presentes en el canal de entrada de un puerto pueden clasificarse en señales de control y señales de datos. Las señales de control, enumeradas en la tabla 1, son utilizadas durante la formación y destrucción de un enlace entre conmutadores, durante el proceso de transmisión de datos las señales de control no presentan actividad. Por otra parte las señales de datos son utilizadas durante el establecimiento de un enlace y durante todo el proceso de transmisión de datos.

Las señales de control alimentan tres etapas internas del conmutador, encargadas de implementar una política de "decodificar - arbitrar - retener". La primera etapa se desarrolla en un módulo distribuidor, representado en la figura 3, el cual tiene como tarea principal la propagación de los datos en ingreso al conmutador hacia el puerto de salida en dirección del nodo objetivo.

La selección del puerto de salida objetivo de determina en la etapa de decodificación, esta etapa contrasta el identificador del conmutador actual contra el identificador del conmutador objetivo, en caso de ser iguales los datos son enviados hacia el puerto que comunica al conmutador con el elemento de procesamiento del nodo, en el caso contrario, se calcula la dirección que desembocará en el nodo destino y se propagan las señales en ese sentido.

Señal	Descripción
request_in	Bandera de solicitud de enlace.
release_in	Bandera de solicitud terminación de enlace.
destAddr_in	Durante una solicitud de enlace la magnitud presente en las líneas de datos son utilizadas para proporcionar la dirección del nodo objetivo del enlace.
cts_out	Bandera de enlace satisfactorio con destino
deny_out	Bandera de enlace negado
full_out	Alerta de desbordamiento de datos próximo en el nodo destino

Tabla 1 Señales miembro de un canal de comunicación.

El distribuidor debe de propagar la respuesta a la solicitud de enlace al nodo origen, sin embargo el distribuidor puede recibir datos provenientes de varios nodos a la vez, por lo que es necesario un módulo "propagador" encargado de discriminar las señales de retro alimentación permitiendo la propagación de la respuesta proveniente del enlace correcto.

Los módulos asignadores implementan la etapa de arbitraje del conmutador, su tarea es el administrar quién ganará la concesión para el uso del canal de salida del puerto. El asignador, como se muestra en la figura 4, es alimentado por las peticiones de todos los distribuidores que tienen acceso a él. El arbitraje se basa en un modelo jerárquico en el cual se verifica la existencia de solicitudes de acceso iniciando con el distribuidor que en ese momento ostente la mayor prioridad, el sistema de prioridades se basa en un algoritmo round-robin implementado en hardware y que rota la prioridad entre todas las entradas al asignador, siempre otorgando la prioridad mínima al ganador de recursos del último proceso de arbitraje.

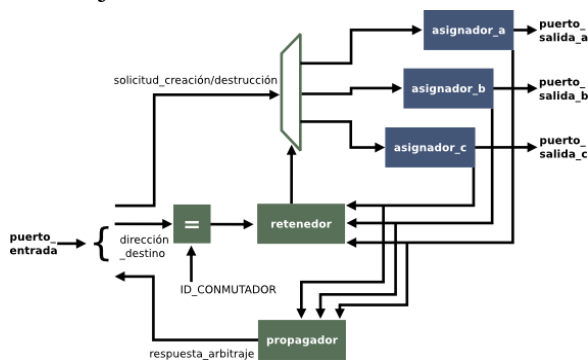


Fig. 3. Diagrama a bloques de un módulo distribuidor.

Una vez seleccionada la petición ganadora en base al sistema de prioridades, inicia la etapa de "retener" del conmutador. Esta etapa se implementa dentro del asignador y consisten en, el bloqueo del enlace "distribuidor → asignador" hasta la recepción de la señal de destrucción de enlace (release_in). Una vez bloqueado el enlace, el flujo de datos, desde el canal de entrada asignado al distribuidor ganador hasta el canal de salida resguardado por el asignador ocurre de manera transparente. En la lógica de

interconexión de estos dos módulos de implementaron mecanismos para eliminar meta-estados en las líneas de datos causados por cambios en las señales de control.

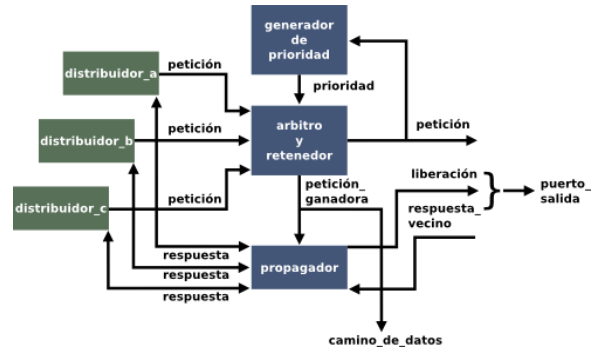


Fig. 4. Diagrama a bloques de un módulo asignador.

IV. Discusión

Un simulador para redes en-chip forma parte de la infraestructura para el desarrollo y prueba de este tipo de arquitecturas de interconexión. De manera general, el simulador alivia la presión introducida por la necesidad del desarrollo de módulos de hardware que simulen diferentes cargas de trabajo a la cual podría ser sometida la red, además de facilitar el proceso de pruebas bajo diferentes parámetros, como el número de líneas de datos entre conmutadores o la inclusión de nuevos módulos para agregar calidad en el servicio de transmisión QoS[1]. El simulador desarrollado para la red formada por los conmutadores que se plantearon en este documento, está definido para trabajar a nivel de la unidad más básica de información en un conmutador, esta unidad consiste en los datos que puede transmitir por ciclo de trabajo un conmutador y es conocida como flit.

El simulador presenta de manera fiable una representación a nivel de ciclo de trabajo y a nivel de bit del comportamiento de la red, esto es posible por un análisis de tiempos de propagación entre los módulos combinatoriales, estableciendo de manera clara que operaciones deben de llevarse a cabo antes de un flanco de subida de la señal de reloj del sistema, y el lapso de tiempo en el cual los resultados entregados por dichas operaciones combinatoriales serán registrados de manera correcta en los elementos

de almacenamiento temporal en cada conmutador de la red.

Cargas de Trabajo Sintéticas

Las cargas de trabajo son uno de los elementos más importantes en la simulaciones de rendimiento de redes en-chip. La carga de trabajo representa los datos de prueba que se liberara en el simulador para estimular los nodos de la red. Una carga de trabajo planeada a la ligera puede resultar en un comportamiento pobre o excelso de la red.

En este trabajo se utilizaron para la simulación cargas de trabajo diseñadas de manera sintética para imitar escenarios posibles en un sistema digital. La flexibilidad del uso de cargas sintéticas radica en la posibilidad de variar el patrón de tráfico, las direcciones a las cuales se tratara de comunicar cada conmutador, así como la frecuencia con la cual cada nodo liberara una solicitud de comunicación a la red.

V. Resultados

Los resultados presentados pueden catalogarse en derivados por la implementación del conmutador dentro de un dispositivo reconfigurable Virtex 4 xc4vlx100-11ff1513, utilizando la herramienta de síntesis del fabricante, siguiendo una estrategia con balance entre, consumo de recursos y velocidad de trabajo. A continuación se presentan los resultados de desempeño obtenidos mediante el simulador desarrollado de manera específica para esta red.

Resultados de Síntesis del conmutador

Las ocupaciones de nuestro modulo se presentan en la figura 5, estas desglosan en una implementación individual de cada módulo interno del conmutador para la detección de posibles caminos críticos dentro del módulo así como secciones candidatos para su optimización de área.

La figura 6 presenta el resultado de la implementación de diferentes versiones del conmutador, es posible apreciar que el aumento en las líneas de comunicación entre

conmutadores no afecta la ocupación de los módulos distribuidores, sin embargo el asignador, que presenta un consumo de 6 slices para 8 líneas de comunicación, si reporta un aumento en consumo de recursos del 66% al incrementar las líneas de 8 a 16, 32 o 64. Tal incremento en el consumo de recursos se debe al comparador interno del asignador para determinar si una petición ha alcanzado su nodo destino, ya que durante la etapa de control se utilizan las líneas de datos para propagar las direcciones destinos.

El recurso más castigado durante una implementación del conmutador son los flip flops del FPGA, ya que cada línea de salida de un puerto se encuentra registrada para asegurar el comportamiento síncrono del conmutador. La frecuencia máxima de operación para este módulo fue de 238.66 MHz. Diferentes frecuencias de trabajo para cada versión pueden ser consultadas de igual forma en la figura 6

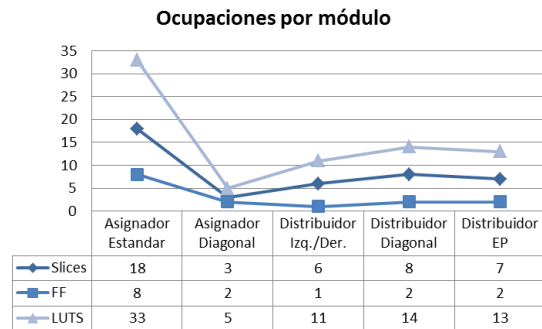


Fig. 5. Elementos lógicos necesarios para implementar diferentes versiones del conmutador.

Resultados de Simulación

Se presentaron 3 escenarios con la característica común de representar una red formada por 16 nodos, periodos de evaluación de 25000 ciclos y paquetes de información de 256 bytes Cada resultado presentado en esta sección es el promedio de los resultados obtenidos de 10 ejecuciones bajo los mismos parámetros. El uso de valores promedio para validar un resultado de simulación se hace necesario para mitigar situaciones de mejor/peor de los casos en una simulación.

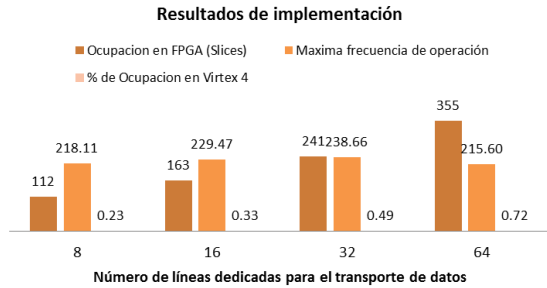


Fig. 6. Características de diferentes versiones del conmutador.

El escenario para la primera simulación, de manera particular enlaza los conmutadores entre sí con líneas de datos de 8 bits, periodos de activación aleatorios entre 10% y 90% y un patrón de trafico aleatorio. El simulador genera bitácoras de comportamiento de cada conmutador simulado, facilitando tiempos en el cual libero una solicitud de formación de canal, destinos de las peticiones, numero de rechazos de formación de canal, distribución de trabajo del generador de tráfico y latencia promedio para completar un enlace.

En la figura 7 se presenta la distribución de tiempos para el generador del nodo #15 de la red, este nodo presentaba un patrón de activación del 90%, con lo cual generaba de manera continua peticiones a la red.

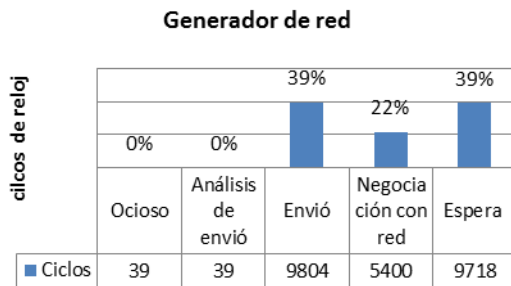


Fig. 7. Detalle del comportamiento de la carga de trabajo del simulador.

Uno de los parámetros más importantes para medir el rendimiento de una NoC es la latencia o tiempo promedio que se tarda en establecer un enlace de manera satisfactoria, este parámetro es muy volátil en relación con la actividad global de la red, por ejemplo si pocos nodos se encuentran en el proceso de enlace las latencias serán bajas debido al bajo trafico existente en la red, por lo que de manera

convencional es necesario presentar la latencia de enlace en relación con el número de peticiones activas circulando a través de la red. La figura 8 presenta las latencias promedio del conmutador #1, con un patrón de activación del 60% durante la simulación 1.

Los parámetros de desempeño global de la red presentados para cada simulación son, las latencias promedio de todos sus generadores con respecto al número peticiones, así como el rendimiento promedio de la red, el cual corresponde a la relación entre el número total de peticiones existentes, incluyendo las peticiones en espera por finalizarse, y el número de peticiones que se han concretado. Esto permite conocer en promedio cual es la máxima carga que podrá soportar la red. La simulación 2, consiste en patrones de activación de 10% a 90%, con un patrón tráfico aleatorio y 16 líneas de enlace entre nodos.

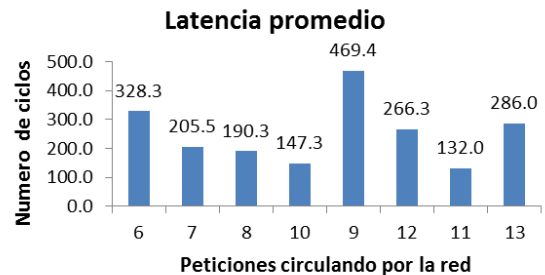


Fig. 8. Latencia promedio durante una simulación de red.

El rendimiento promedio es una forma de evaluar una NoC de manera neutral, ya que permite conocer que tan optimo es el manejo de recursos de interconexión, este parámetro aplica para todo tipo de redes aun manejen diferentes topologías o esquemas para el control de flujo de datos.

La figura 9 presenta el rendimiento de la red de este trabajo durante el escenario 3 el cual presentaba un patrón de activación del 100% en cada nodo, es decir cada generador de la red emitía una petición siempre que no estuviera transmitiendo o en espera para reintentar un enlace, el patrón de trafico enfocado fue utilizado y se establecieron enlaces entre nodos con caminos de datos de 8 líneas.

Los resultados de los 3 escenarios, ejecutando cada uno 10 veces en el simulador y extrayendo su comportamiento promedio se presentan en la figura 10.

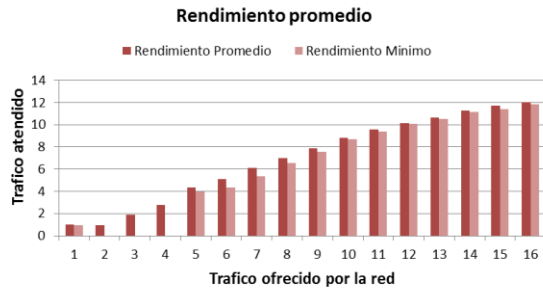
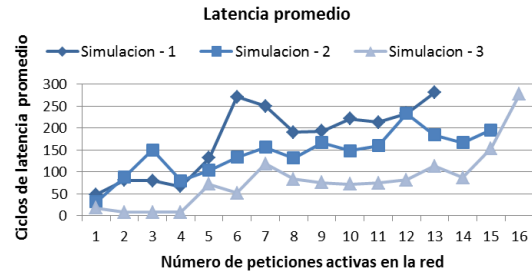


Fig. 9. Rendimiento mínimo y promedio de una simulación.

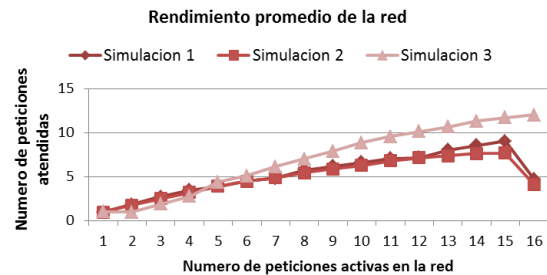
VI. Conclusiones

El presente trabajo describe una arquitectura de conmutador de red innovadora, llevada a cabo mediante la combinación de una topología tipo Spidergon que favorece el diseño de módulos ligeros en costo de implementación y un control de flujo de datos basado en técnicas de conmutación de circuitos, dichas técnicas proporcionan garantías de desempeño constante durante las transacciones de información llevadas a cabo a través de la red.

Desde un enfoque de costo de elementos lógicos, resumidos en la figura 6, un conmutador ofreciendo 16 líneas de transporte de datos hacia sus vecinos de red, ofrece una relación balanceada entre su coste y la frecuencia de operación, además de proveer de un ancho de banda ideal de 2.29 Mb/Seg. en su bisección. Las bajas ocupaciones presentadas por el conmutador, sobre todo en su implementación de 8 líneas de transmisión de datos, ofrecen redes en-chip de bajo coste y de propósito general, por ejemplo una red de 16 bloques IP requerirá de 3.648% del dispositivo para implementar esta infraestructura de red.



(a)



(b)

Fig. 10. (a) Latencia promedio, (b) Rendimiento promedio.

En comparación con los conmutadores CoNoChi[10], CuNoC[5], DyNoC[11], PNoC[4], QuarC[12], RMBoc[13] y SoCWire[6], nuestro conmutador presenta la ocupación más baja, sin embargo es importante resaltar que algunos de los conmutadores participantes en este contraste ofrecen mayores servicios en el sentido de calidad de servicio (QoS). Un contraste con los conmutadores anteriormente mencionados se muestra en la figura 11.

Sin el uso de un simulador para someter a la red a diversos niveles de estrés, la tarea de caracterización hubiera resultado de mayor grado de dificultad que el desarrollo de los módulos en hardware, además de existir la posibilidad de no poder generar escenarios suficientes para considerar la evaluación robusta.

Los resultados de la red respecto a latencia, figura 10 (a), refleja una latencia baja inclusive cuando se presenta una saturación de peticiones a través de la red, es importante notar como el uso de un patrón de tráfico enfocado (simulación 3) reduce de manera significativa la latencia de establecimiento de enlace, bajando en algunos casos hasta 8 ciclos de reloj. Nuestros resultados muestran que el aumento de líneas de

interconexión entre nodos ayuda a reducir la latencia, sin embargo no de manera tan drástica como un cambio de patrón de tráfico, además que el aumento de número de líneas impactará en la ocupación dentro del dispositivo como se ven en la figura 6.

Respecto al rendimiento de la red, el número de conexiones activas que se pueden atender de manera satisfactoria, ronda el 100% hasta alcanzar 5 peticiones de manejar simultánea, a partir de este número la infraestructura de interconexión sufre de contenciones, independientemente del número de líneas de interconexión o del patrón de tráfico. El aumento del número de líneas de comunicación de datos entre conmutadores no marca una diferencia importante respecto al rendimiento de la red, como se aprecia en la figura 12 (b) para la simulación 1 y 2. Sin embargo el estudio e implementación de patrones inteligentes de tráfico, como es el caso en la simulación 3, marca una gran diferencia ya que aun cuando todos los conmutadores desean llevar a cabo un enlace, la red es capaz de servir en promedio 11 peticiones.

En promedio para los tres escenarios representados por el simulador, la red alcanza un máximo de 57% de rendimiento, manejando un máximo de 9 conexiones de manejar simultánea, sin embargo, un número máximo de peticiones simultaneas desembocara en una caída de rendimiento a un 31.25% en los dos primeros escenarios simulados.

En general los resultados obtenidos revelan que la red mostrara su mejor desempeño en ambientes con grandes restricciones de área y presentando patrones de trafico predecibles y constantes entre los miembros de la red. Realizando una colocación de bloques de procesamiento en posiciones estratégicas se fomentara el rendimiento máximo de 75% erogado por la red como lo muestra la simulación 3 de la figura 10 (b). En cuanto a latencias de transferencia, estas se encuentran altamente influidas por el tamaño de los paquetes de información que se deben de entregar a través de la red, por lo que un ambiente de paso de mensajes, limitados en tamaño, fomentara un buen papel de los conmutadores.

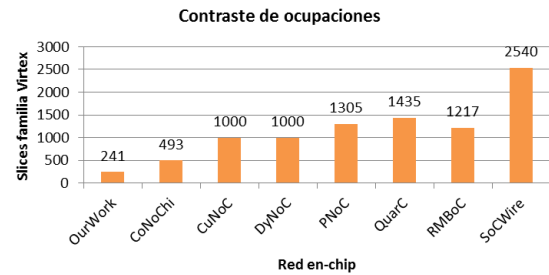


Fig. 11. Comparación contra otras implementaciones de conmutador.

El simulador resulta una herramienta eficaz para estimar el desempeño que podría ganar o perder un sistema al incluir una red en chip, además de reducir el tiempo de desarrollo de plataformas de validación para sistemas de interconexión como se presentó en el caso específico de este prototipo de conmutador.

VII. Referencias

- [1] O. Tayan, "Networks-on-Chip: Challenges, trends and mechanisms for enhancements," in Information and Communication Technologies, 2009. ICICT '09. International Conference on, 2009, pp. 57-62.
- [2] G. Mas and P. Martin, "Network-on-chip: the intelligence is in the wire," in Computer Design: VLSI in Computers and Processors, 2004. ICCD 2004. Proceedings. IEEE International Conference on, 2004, pp. 174-177.
- [3] J. Howard, S. Dighe, Y. Hoskote, S. Vangal, D. Finan, G. Ruhl, D. Jenkins, H. Wilson, N. Borkar, G. Schrom, F. Paillet, S. Jain, T. Jacob, S. Yada, S. Marella, P. Salihundam, V. Erraguntla, M. Konow, M. Riepen, G. Droege, J. Lindemann, M. Gries, T. Apel, K. Henriss, T. Lund-Larsen, S. Steibl, S. Borkar, V. De, R. Van Der Wijngaart, and T. Mattson, "A 48-Core IA-32 message-passing processor with DVFS in 45nm CMOS," in Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2010 IEEE International, 2010, pp. 108-109.

- [4] C. Hilton and B. Nelson, "PNoC: a flexible circuit-switched NoC for FPGA-based systems," *Computers and Digital Techniques*, IEE Proceedings -, vol. 153, pp. 181-188, 2006.
- [5] S. Jovanovic, C. Tanougast, S. Weber, and C. Bobda, "CuNoC: A Scalable Dynamic NoC for Dynamically Reconfigurable FPGAs," in *Field Programmable Logic and Applications*, 2007. FPL 2007. International Conference on, 2007, pp. 753-756.
- [6] B. Osterloh, H. Michalik, B. Fiethe, and F. Bubenhausen, "Architecture verification of the SoCWire NoC approach for safe dynamic partial reconfiguration in space applications," in *Adaptive Hardware and Systems (AHS)*, 2010 NASA/ESA Conference on, 2010, pp. 1-8.
- [7] G. Rakow, R. Schnurr, and S. Parkes, "SpaceWire protocol ID: what does it mean to you?," in *Aerospace Conference*, 2006 IEEE, 2006, p. 7 pp.
- [8] D. Gohringer, L. Bin, M. Hubner, and J. Becker, "Star-Wheels Network-on-Chip featuring a self-adaptive mixed topology and a synergy of a circuit - and a packet-switching communication protocol," in *Field Programmable Logic and Applications*, 2009. FPL 2009. International Conference on, 2009, pp. 320-325.
- [9] M. Coppola, M. D. Grammatikakis, R. Locatelli, G. Maruccia, and L. Perialisi, *Design of Cost-Efficient Interconnect Processing Units: Spidergon STNoC*: CRC Press, Inc., 2008.
- [10] T. Pionteck, R. Koch, and C. Albrecht, "Applying Partial Reconfiguration to Networks-On-Chips," in *Field Programmable Logic and Applications*, 2006. FPL '06. International Conference on, 2006, pp. 1-6.
- [11] C. Bobda, A. Ahmadinia, M. Majer, J. Teich, S. Fekete, and J. van der Veen, "DyNoC: A dynamic infrastructure for communication in dynamically reconfigurable devices," in *Field Programmable Logic and Applications*, 2005. International Conference on, 2005, pp. 153-158.
- [12] M. Moadeli, P. Maji, and W. Vanderbauwhede, "Quarc: A High-Efficiency Network on-Chip Architecture," in *Advanced Information Networking and Applications*, 2009. AINA '09. International Conference on, 2009, pp. 98-105.
- [13] C. Bobda and A. Ahmadinia, "Dynamic interconnection of reconfigurable modules on reconfigurable devices," *Design & Test of Computers*, IEEE, vol. 22, pp. 443-451, 2005.

VIII. Autores

Susana Ortega Cisneros nació en la ciudad de Guadalajara Jalisco, México. Recibió su grado de Ingeniero en Electrónica y Comunicaciones por parte de la Universidad de Guadalajara en 1990. Su grado de Maestro en Ciencias fue obtenido en CINVESTAV Unidad Zacatenco, México. Su grado de Doctorado en Ciencias de la Computación y Comunicaciones fue otorgado por la Universidad Autónoma de Madrid, España.



Héctor J. Cabrera Villaseñor nació en 1984 en la ciudad de México. Recibió el grado de Maestro en Ciencias por parte de la Universidad de Guadalajara en 2011. Su área de interés abarca estructuras de interconexión así como arquitecturas de procesamiento masivo. Actualmente se encuentra en el programa de Doctorado en Ciencias de Ingeniería Eléctrica en CINVESTAV Unidad Guadalajara.



Diseño e implementación de IPv6 en la Universidad Autónoma de Guerrero

***Félix Molina Ángel, **José Fernando Castro Domínguez**

*Universidad Autónoma de Guerrero-Av. Lázaro Cárdenas s/n, Unidad Académica de Ingeniería, Ciudad Universitaria, Chilpancingo, Gro., C.P. 39000, 7471246668, molina@uagro.mx

**Universidad Tecnológica de la Región Norte de Guerrero-Av. Catalina Pastrana, Col. Cd. Industrial, Iguala Gro., 7331161138, jfcastro@uagro.mx

Resumen

Actualmente, la comunicación en Internet es posible gracias a la suite de protocolos TCP/IP que tiene como base el protocolo IPv4. Pero también, es una realidad que el direccionamiento público de IP está agotándose vertiginosamente y que muchas aplicaciones de extremo a extremo necesitan de direccionamiento real para un mejor desempeño. Ésta es una de las razones principales por las cuales hace más de diez años se iniciara con las pruebas de un nuevo protocolo de red (IPv6) que pudiera responder a necesidades de comunicación inimaginables, y que dado el crecimiento exponencial de Internet, éste se convertirá el protocolo de comunicaciones estándar. En la Universidad Autónoma de Guerrero (UAGro), a principios de 2012 se inició el proyecto para la implementación de servicios de Internet soportados en un ambiente de comunicaciones dual mediante IPv4 e IPv6. El objetivo de este proyecto es promover el uso y aplicación del protocolo de nueva generación en las instituciones educativas con la finalidad de obligar a los proveedores de comunicaciones a soportar IPv6 como protocolo nativo de manera que los tiempos de transición sean reducidos y se puedan explotar con mayor eficiencia muchas de las aplicaciones de extremo a extremo que hoy operan mediante procesos que sobrecargan las tareas de los equipos de enrutamiento.

Palabras clave: CIDR, IPv6, NAT, RFC, VLSM.

I. Introducción

El acelerado e imprevisto crecimiento de internet, trajo como consecuencia que el IETF (Internet Engineering Task Force) diseñara e implementara diferentes mecanismos para optimizar el direccionamiento IP de las organizaciones demandantes. Estos mecanismos se describen en el RFC 791 [1]. Las principales técnicas que actualmente se utilizan son: división del direccionamiento en subredes IP, descrita en el RFC 917 [2], direccionamiento IP privado descrito en el RFC 1918 [5], Máscaras de subred de longitud variable (VLSM) que se describe en el RFC 1878 [6], enrutamiento sin clase entre dominios (CIDR) descrito en el RFC 1519 [3], y la técnica de traducción de direcciones (NAT) que se describe en el RFC 1631 [4]. Sin embargo, aún con estos mecanismos, el direccionamiento disponible

para algunos países es de sólo una red clase C, dando lugar incluso al uso de NAT sobre NAT, lo cual hace más complicado el funcionamiento de ciertas aplicaciones. Aún con todos los mecanismos mencionados, a principio de 2012, la IANA asignó los últimos segmentos /8 a los existentes, y de acuerdo al reporte de LACNIC del 24 de julio de 2013, se tienen 38,815,232 direcciones libres de asignación en América Latina y el Caribe, pero sólo se podrán asignar 34,620,928 [7]. Para resolver el problema de agotamiento de direcciones IPv4, fue inventado el protocolo IPv6 descrito en el RFC 2732 [8], con el cual se estarán garantizando 2^{128} direcciones que resulta en un número lo suficientemente grande. Desde el origen el IPv6, éste ha sufrido una serie de cambios que le han permitido madurar a grado tal que ya está siendo desplegado en redes de producción en varios

países, algunos de éstos han incluido algún tipo de legislación respecto al impulso de este protocolo.

De acuerdo a la información presentada por NIC México en la reunión de CUDI en abril de 2013 [8], la asignación de IPv6 está distribuida conforme se muestra en la tabla no. 1:

Tipo de institución	Total
ISP	24
Educación	16
Gobierno	1
Financiera	1
Otras	1

Tabla 1. Status de IPv6 en México.

Como se puede observar, son pocas las instituciones que han solicitado direccionamiento IPv6, aun cuando se puede notar que muchos ISP ya están preparados para mover tráfico con el nuevo protocolo.

La Universidad Autónoma de Guerrero forma parte de Internet desde el 2 de enero de 1995, fecha en que LACNIC le asigna el prefijo de red 200.4.128.0/20, con el cual es posible direccionar un total de 4096 hosts. Es de notarse que aunque en los primeros años de despliegue, se consideraban suficientes direcciones para responder al requerimiento del escaso equipamiento de equipo de cómputo existente en las diferentes dependencias de la Universidad, a partir de los primeros años de a década del año 2000, empezó darse una evolución cada vez más creciente de variada tecnología de cómputo y la popularidad de Internet empezó a propagarse por todo el mundo a pasos agigantados. Lo anterior, lógicamente impactó a la UAG, a grado tal que se determinó tomar medidas emergentes para mantener la conectividad hacia Internet. Así, se determinó utilizar direccionamiento privado para la comunicación interna, y el uso de NAT para la comunicación hacia Internet, a fin optimizar el

direccionamiento público. Sin embargo, aunque NAT y otros mecanismos han sido implementados para demorar el agotamiento de IPv4, lo cierto es que provocan un alto uso de recursos de procesamiento a nivel de red y de muchas de las aplicaciones de extremo a extremo y nuevos dispositivos que están surgiendo día a día. La era de las comunicaciones exige que como institución educativa, la Universidad sea una de las organizaciones pioneras en promover la implementación y despliegue de servicios IPv6 en toda la red universitaria para estar a la vanguardia en las comunicaciones.

II. Desarrollo

A continuación se describe el proceso de planeación, diseño e implementación de IPv6 en la Universidad Autónoma de Guerrero, tomando en cuenta los requerimientos actuales y futuro crecimiento de la Institución.

II.1 Planeación del direccionamiento IPv6 en la UAGro

Actualmente la red universitaria concentra la mayor parte de comunicaciones en los campus de Acapulco, Chilpancingo e Iguala, y en menor medida Altamirano y Taxco. El esquema de red antes de actualizar el equipamiento de interred se ilustra en la figura 1.

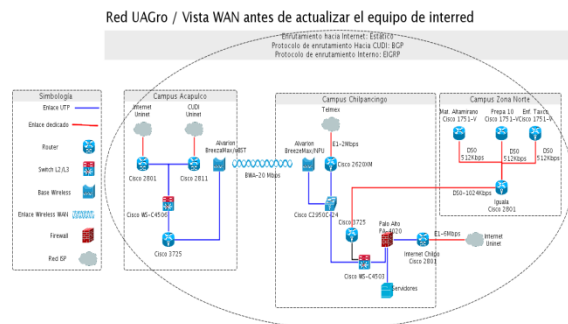


Fig. 1. RedUAGro antes de actualizar el equipamiento de interred.

Ahora bien, el esquema de la REDUAGro con soporte IPv6 considera el crecimiento a 10 años y se toman en cuenta los lugares donde la

Universidad tiene o podría tener presencia en el nivel superior, así, en la figura 2, se ilustra el backbone IPv6 de la red universitaria en puntos clave del estado de Guerrero.



Fig. 2. Backbone de la Red IPv6.

Los campus mostrados en la figura 2, están representados en la planeación del direccionamiento IPv6, que se muestra en la tabla 1.

No.	Sitio	Prefijo de subred
1	Enlaces punto a punto	2801:c4:40:000/56
2	Chilpancingo	2801:c4:40:100/56
3	Tixtla	2801:c4:40:200/56
4	Zumpango	2801:c4:40:300/56
5	Iguala	2801:c4:40:400/56
6	Taxco	2801:c4:40:500/56
7	Altamirano	2801:c4:40:600/56
8	Chilapa	2801:c4:40:700/56
9	Acapulco	2801:c4:40:800/56
10	Cruz Grande	2801:c4:40:900/56
11	Ometepec	2801:c4:40:a00/56
12	Cuajinicuilapa	2801:c4:40:b00/56
13	Tecoanapa	2801:c4:40:c00/56
14	Tecpan de Galeana	2801:c4:40:d00/56
15	Zihuatanejo	2801:c4:40:e00/56
16	Tlapa	2801:c4:40:f00/56

Tabla 1. Plan de asignación de IPv6 en la UAGro.

II.2 Evaluación de la Infraestructura existente.

La infraestructura de red que es necesario evaluar para identificar las capacidades de soporte IPv6 con las que cuenta, son los routers, los servidores, equipos y aplicaciones de seguridad, y los equipos de usuario final. Sin embargo, para el caso de la red universitaria, el proceso de evaluación coincidió con el proceso de actualización de la infraestructura de redes, en la cual se tenía contemplado sustituir los equipos de switching, ruteo, servidores y firewalls, de manera que no hubo necesidad de evaluar esta parte, y sólo se procedió a recomendar que los equipos a adquirir soportaran el protocolo IPv6, conforme se establece en las “Recomendaciones sobre el soporte IPv6 en equipos y aplicaciones” emitidas por la UNAM [9].

En cuanto al soporte de IPv6 en los equipos de usuario final, se tomó una muestra, de la cual se pudo determinar que el 90% de los usuarios utiliza Windows Vista y Windows 7, en los cuales IPv6 ya viene soportado y habilitado, de modo que sólo en 10% de los equipos se habilitará IPv6 con Windows XP.

En los equipos con Windows XP se aplicó el siguiente procedimiento la habilitación de IPv6:

1. Verificar que el equipo tenga instalado al menos service pack1.
2. Activar el protocolo IPv6, lo cual se hace el símbolo de sistema, con el comando.

C:>ipv6 install

Y después de unos segundos el sistema enviará un mensaje indicativo de la correcta instalación.

Para el caso de los equipos con alguna distribución Linux, que en realidad son muy pocos, en su mayoría cuentan una versión de kernel superior a la versión 2.4, a partir de la cual ya trae soporte. A continuación se muestra una prueba en un equipo con sistema debian.

```
root@debian:~# uname -a
```



```
Linux debian 2.6.32-5-amd64 #1 SMP Fri May
10 08:43:19 UTC 2013 x86_64 GNU/Linux
```

Luego, se verifica el soporte de IPv6 con el comando:

```
-----
#test -f /proc/net/if_inet6 && echo "Kernel
actual soporta IPv6"
"Kernel actual soporta IPv6"
-----
```

Que en este caso indica que efectivamente, el kernel soporta IPv6.

II.3 Implementación y pruebas de servicios Internet con soporte IPv6

Los servicios de red con soporte IPv6 a implementar para su correspondiente despliegue en producción son:

1. Enrutamiento IPv6 con BGP, para comunicación con el exterior a través de dos ISP: UNINET y CUDI.
2. Enrutamiento OSPF para la comunicación al interior de la Red Universitaria
3. Resolución de nombres de dominio interno y externo, mediante DNS
4. Servidor Web con HTTP y HTTPS.
5. Servidor de sesiones remotas seguras con SSH.
6. Servicio de Videoconferencias
7. Servicio de telefonía IP con IPv6
8. Acceso a bases de datos MYSQL con soporte IPv6
9. Acceso a bases de datos Oracle con soporte IPv6.
10. Control de acceso mediante Firewall con soporte IPv6.
11. Control de correo antispam con soporte IPv6.
12. Antivirus de red con soporte IPv6.

De los servicios a implementar, éstos se llevaron a cabo de la siguiente manera:

Implementación y pruebas de enrutamiento BGP a través de ambos proveedores: CUDI y UNINET, llevando a cabo las pruebas en los equipos frontera de la red. A continuación se muestra un fragmento de configuración de BGP realizado en el router frontera de conexión a CUDI:

```
router bgp

local-as 5708
neighbor 2001:1228:10a:824::1 remote-as
18592
address-family ipv6 unicast
    aggregate-address          2801:c4:40::/48
summary-only
network 2801:c4:40::/48
network 2001:1228:10a:824::/126
network 2801:c4:40::/126
neighbor 2001:1228:10a:824::1 activate
neighbor 2001:1228:10a:824::1 prefix-list
redipv6 out
neighbor 2001:1228:10a:824::1 route-map out
Hacia_CUDI_ipv6
exit-address-family
```

Enseguida se muestra una prueba de conectividad desde el router frontera en UAGRO hacia el router frontera con CUDI:

```
SSH@UAGRO-Frontera#ping          ipv6
2001:1228:10a:824::1
```

```
Sending 1, 16-byte ICMPv6 Echo to
2001:1228:10a:824::1
```

```
timeout 5000 msec, Hop Limit 64
```

```
Type Control-c to abort
```

**Reply from 2001:1228:10a:824::1: bytes=16
time=6ms Hop Limit=64**

**Success rate is 100 percent (1/1), round-trip
min/avg/max=6/6/6 ms.**

SSH@UAGRO-Frontera#

En la interred que conecta los principales campus de la red, se tiene contemplada la implementación de OSPFv3 operando en ambiente dual para soportar las comunicaciones tanto en IPv4, como en IPv6.

Para la implementación y pruebas de los servicios de Web, DNS y SSH se creó una VLAN de pruebas, en la que se configuraron y probaron los servicios mencionados. A continuación se muestra una prueba de loopback, con soporte IPv6 para el servicio de ssh.

```
root@debian:/etc/ssh# ssh molina@::1
The authenticity of host '::1 (::1)' can't be
established.
RSA          key          fingerprint      is
9a:4e:3b:1a:56:94:ad:42:4c:78:87:36:31:65:f7:4
7.
Are you sure you want to continue connecting
(yes/no)? yes
Warning: Permanently added '::1' (RSA) to the
list of known hosts.
molina@::1's password:
```

Los servicios de Videoconferencia, Telefonía IP, acceso a bases de datos Oracle, Mysql, los controles de acceso de soporte IPv6 en el Firewall y Servidor antispam, así como el servidor de antivirus con soporte IPv6, se configurarán directamente en los equipos en producción.

III. Resultados

En la red universitaria se dejaron funcionando en la VLAN de pruebas, pero con

direccionamiento IPv6 global, los servicios de DNS, Web y SSH. Estos servicios, los servicios de enrutamiento, telefonía IPv6, control de acceso y aplicaciones con soporte de IPv6 van a mantenerse funcionando en la VLAN de pruebas hasta fines de 2013 para que una vez pasada esta fase, puedan ser desplegados en producción.

IV. Conclusiones

Dado el inminente agotamiento del direccionamiento IPv4, es necesario que desde las instituciones educativas del país se promueva la implementación del protocolo IPv6 y la capacitación correspondiente.

En el Estado de Guerrero, la Universidad Autónoma de Guerrero y la Universidad Tecnológica de la Región Norte son las primeras instituciones que han iniciado el impulso de IPv6 a través del proyecto de investigación denominado “Caso de estudio: Interconexión IPv6/IPv4 UNAM-UAG-UTRNG”.

En el mismo sentido, en la Universidad Autónoma de Guerrero, se está desarrollando el proyecto “Implementación de los servicios de direccionamiento de red IPv6 en los equipos de enrutamiento localizados campus de Chilpancingo y Iguala”, mismo que está en su fase final. Paralelamente a esta tarea, se llevan las pruebas de funcionalidad y desempeño de los servicios de Web, SSH y DNS utilizando una VLAN de pruebas. La siguiente fase será mover estos servicios a los servidores de producción.

V. Referencias

- [1] Information Sciences Institute University of Southern California (1981, September). Internet Protocol, DARPA Internet Program. Protocol Specification. Recuperado el 14 de abril de 2013, de <http://www.ietf.org/rfc/rfc791.txt>.
- [2] Mogul J. (1984, Octubre). Internet subnets, Computer Science Department. Stanford University. Recuperado el 14 de abril de 2013, de <http://tools.ietf.org/html/rfc917>.

- [3] V. Fuller (1993, September). Classless Inter-Domain Routing (CIDR): an Address Assignment and Aggregation Strategy. Standar Track Cisco. Recuperado el 14 de abril de 2013, de <http://www.ietf.org/rfc/rfc1519.txt>.
- [4] K. Egevang. (1994, May). The IP Network Address Translator (NAT). Cray Communications. Recuoerado el 14 de abril de 2013, de <http://tools.ietf.org/html/rfc1631>.
- [5] Y. Rekhter, Cisco Systems (1996, February). Network Working Group Request for Coments: 1918. Address Allocation for Private Internets. Recuperado el 14 de abril de 2013, de <http://www.ietf.org/rfc/rfc1918.txt>.
- [6] T. Pumill (1995, December). Network Working Group Request for Coments: 1878. Variable Length Subnet Table For Ipv4. Recuperado el 14 de abril de 2013, de <http://www.ietf.org/rfc/rfc1878.txt>.
- [7] LACNIC-IPv4 Addresses Report. Recuperado el 25 de julio de 2013, de <http://www.lacnic.net/es/web/lacnic/report-e-direcciones-ipv4>.
- [8] T. Hinden. R (1999, December). Network Working Group Request for Coments: 2732. Format for Literal IPv6 Addresses in URL's. Recuperado el 14 de abril de 2013, de <http://www.ietf.org/rfc/rfc2732.txt>.
- [9] A. Fernández Alcántara. IPv6. México. Recuperado el 14 de abril de 2013, de http://www.ipv6.unam.mx/documentos/Recomendaciones_Licitaciones-Compras-equipos-para-IPv6-UNAM-v2.pdf.
- [10] E. Cázarez. IPv6 en México. Recuperado el 6 de septiembre de 2013, de: http://www.cudi.edu.mx/primavera_2013/presentaciones/IPv6-Edmundo.pdf.

VI. Autores

- M. en C. Félix Molina Angel, obtuvo el grado de Maestría en Ciencias, en Ciencias Computacionales, en el Instituto Tecnológico de Toluca. Actualmente trabaja en la Universidad Autónoma de Guerrero, como docente- investigador en el programa de Ingeniero en Computación. Cuenta con la certificación CCNA-Security.
- M. en C. José Fernando Castro Domínguez, obtuvo el grado de Maestría en Computación, en la Universidad Autónoma de Guerrero. Actualmente trabaja en la Universidad Tecnológica de la Región Norte de Guerrero, como docente-investigador en el programa de Tecnologías de la Información. Además es Contacto principal de la Academia Cisco de la misma Universidad.

Serializador de Objetos a XML en el Lenguaje de Programación Python

Andrés Iván Rodríguez Martínez, Carlos R. Jaimez González

Departamento de Tecnologías de la Información, Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Cuajimalpa, México D.F., 210368169@correo.cua.uam.mx, cjaimez@correo.cua.uam.mx.

Resumen

Este artículo presenta una propuesta de una herramienta en el lenguaje de programación Python, capaz de serializar y deserializar objetos a un formato XML. El módulo propuesto será interoperable, ya que podrá procesar archivos XML creados con los serializadores Web Objects in XML existentes, los cuales fueron desarrollados en los lenguajes de programación Java y C#. Una de las características principales de la propuesta es la generación de archivos XML estándar, los cuales son independientes del lenguaje de programación; esto quiere decir que si se serializa un objeto Python a XML, se podrá tomar el archivo XML generado y reconstruir el objeto en algún otro lenguaje de programación, tal como Java o C#; y viceversa.

Palabras Clave: Lenguaje Python, Módulo Python, Programación Orientada a Objetos, Serialización XML, Web Objects in XML.

I. Introducción

La serialización es el proceso de transformar un objeto a un estado en el que pueda ser almacenado permanentemente. La serialización de objetos a XML proporciona una representación que es entendible por el ser humano y por una computadora, además de que promueve la interoperabilidad entre diferentes lenguajes de programación.

Existen algunos problemas fundamentales que tienen que ser resueltos por los diferentes lenguajes para alcanzar la interoperabilidad. Algunos de estos problemas están relacionados con el mapeo de tipos de datos, la representación de los objetos, los mensajes, la serialización y la deserialización.

Mapeo de tipos de datos. Los tipos de datos son uno de los principales problemas para alcanzar la interoperabilidad entre diferentes lenguajes de programación. Debe de existir un acuerdo de mapeo entre los tipos de datos de los lenguajes de programación que se desean comunicar. Una forma de resolver este problema es mediante una tabla de mapeo con los diferentes tipos de datos soportados por los lenguajes de programación.

Representación de objetos. Se debe establecer una forma estándar de representar objetos, ya sea que estén escritos en Java, C#, Python o algún otro lenguaje de programación orientado a objetos. El formato estándar debe considerar la representación de las estructuras y tipos de los diferentes lenguajes de programación, tales como clases, tipos de datos primitivos, arreglos, y clases definidas por el usuario.

Mensajes. Los mensajes también deben de estar escritos en una forma estándar para que puedan ser entendidos por ambas partes.

Serialización y deserialización. En el contexto de almacenamiento de datos y transmisión, la serialización es el proceso de transformar un objeto a un estado en el que pueda ser almacenado permanentemente a un medio tal como un archivo, una base de datos, o un flujo para ser transmitido a través de la red. Deserialización es el proceso inverso, el cual transforma la versión serializada en XML del objeto en un objeto vivo.

En esta propuesta se plantea desarrollar una herramienta para serializar y deserializar objetos

a XML, la cual será un módulo independiente, y será capaz de serializar objetos Python a XML, y de regreso. Una de sus principales características será la generación de representaciones XML estándar, las cuales son independientes del lenguaje de programación. Cabe señalar que el XML generado por la herramienta, será interoperable con el XML generado por los serializadores Web Objects in XML (WOX) existentes [1], los cuales fueron desarrollados en los lenguajes de programación Java y C#, y pueden ser descargados de [2].

El resto del artículo está organizado de la siguiente manera. La sección II presenta una descripción de los trabajos existentes que están relacionados con nuestra propuesta. La sección III describe el serializador propuesto, así como sus características más importantes. El mapeo de tipos de datos de WOX a Python, y de Python a WOX se presenta en la sección IV. En la sección V se describe la arquitectura del serializador. Finalmente, en la sección VI se proporcionan conclusiones y el trabajo futuro.

Trabajos Relacionados

En esta sección se presentan los trabajos existentes que tienen relación con el trabajo propuesto en este artículo. Para una mejor comprensión de los trabajos relacionados, se han dividido en 3 categorías que determinan cómo las herramientas procesan los objetos: a) Parsers, los cuales son herramientas que sirven para leer y escribir documentos XML; b) Serializadores, los cuales son las herramientas que permiten transformar objetos y datos a un archivo para mantener su persistencia, la transformación es automática pero el formato no es XML; y c) Serializador XML, el cual es una herramienta que permite transformar objetos y datos de forma automática, y el resultado es en formato XML.

a) Parsers

Chilkat Python XML Library [3]. Es una biblioteca multilenguaje y multiplataforma, que además de implementar un parser ofrece servicios de correo electrónico, cliente HTTP, cifrador, compresión zip, etc. Chilkat Python

XML Library es un componente analizador de XML sin validación de alto nivel.

Xml.dom [4]. Python ofrece una API (Application Programming Interface) de DOM (Document Object Model) para manejar documentos XML a partir de la versión 2.0. xml.dom.minidom es una implementación mínima de la interfaz DOM, con una API similar a la de otros lenguajes de programación. Se tiene la intención de ser más simple que DOM y también significativamente más pequeña.

Xml.etree [5]. Python cuenta con una API para manejar documentos XML llamada etree, la cual tiene dos clases para manejar documentos XML; ElementTree representa todo el documento XML como un árbol, y Element representa un nodo en el árbol. Las interacciones con el documento completo (lectura y escritura de archivos) se realizan en el nivel ElementTree. Las interacciones con un elemento XML único y sus sub-elementos se realizan en el nivel de Element.

BeautifulSoup [6]. Es un analizador de código HTML, XML y XHTML. BeautifulSoup es una herramienta que utiliza un modelo DOM para generar árboles y poder acceder a todo el documento por medio de nodos. Cabe señalar que es una distribución de Linux.

b) Serializadores

Pickle [7]. Serializador de objetos nativo de Python. El módulo Pickle implementa un algoritmo para serializar y deserializar una estructura de objetos Python. Pickling es el proceso mediante el cual una estructura de objetos de Python se convierte en un flujo de bytes, y Unpickling es la operación inversa, mediante la cual un flujo de bytes se convierte de nuevo en una estructura de objetos.

Marshal [8]. Es un módulo serializador nativo de Python, el cual contiene funciones que pueden leer y escribir valores en un formato binario específico de Python, pero independiente de las cuestiones de la arquitectura de la máquina. No se admiten todos los tipos de objetos de Python; solamente acepta los tipos de datos primitivos.

PyYAML [9]. PyYAML es un parser y un serializador de datos con el formato YAML [10], y está escrito en el lenguaje de programación C. PyYAML es una aplicación para el lenguaje Python, la cual soporta el estándar de YAML y las especificaciones de Python en cuanto a la representación de objetos en este mismo lenguaje de programación.

c) Serializador XML

Pyxser [11]. Es un serializador para Python que valida XML con respecto a un DTD (Document Type Definition) creado para este módulo. Pyxser utiliza un algoritmo para serializar objetos a XML y un algoritmo para deserializar XML y convertir de nuevo a objetos Python. Pyxser está escrito enteramente en el lenguaje de programación C, como una extensión de Python. La versión estable actual es pyxser-0.2r, la cual es una distribución de Linux que se puede descargar e instalar.

Cabe señalar, que todas las herramientas mencionadas anteriormente fueron instaladas y probadas con clases de ejemplo.

Serializador Propuesto

El serializador propuesto cumplirá con una serie de características, las cuales se buscaron en las herramientas mencionadas en la sección anterior. A continuación se listan las características.

Interoperabilidad. Es la capacidad de comunicación de un programa escrito en un lenguaje de programación, con otro programa escrito en otro lenguaje de programación.

Convertir objetos directamente a una representación XML. Es la capacidad de la herramienta para poder transformar un objeto cualquiera a una representación XML en un solo paso, es decir con una sola instrucción sin intervención manual del usuario.

Convertir una representación XML directamente a objetos. Es la capacidad de la herramienta para poder transformar una representación XML a un objeto en un solo paso, es decir con una sola instrucción sin intervención manual del usuario.

Licencia Gratuita. Se refiere a que el uso de la herramienta sea sin costo alguno.

XML bien formado. La herramienta al procesar el objeto lo lleva a una representación XML que sea bien formado, con etiquetas iniciales y finales para sus elementos, etiquetas de elementos vacíos correctamente cerradas, etiquetas anidadas correctamente, etc.

Manual de usuario y documentación. La herramienta contará con un manual de usuario y documentación que detalle los métodos y sintaxis de la herramienta.

Ejemplos de uso. La herramienta proporciona ejemplos de código para la aplicación de las funciones, o alternativamente existen ejemplos en Internet.

En la Tabla 1 se muestra la comparación de las características que se buscaron y que el serializador propuesto cumplirá.

El orden de las herramientas (parsers y serializadores) evaluadas para la comparación de la Tabla 1 es el siguiente:

1. Chilkat
2. Xml.dom
3. Xml.etree
4. BeautifulSoup
5. Pickle
6. Marshal
7. PyYAML
8. PyXser
9. Serializador propuesto

Herramienta	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Característica									
Interoperabilidad	✓	×	×	×	×	×	✓	×	✓
Objeto a XML directo	×	×	×	×	✓	✓	✓	✓	✓

XML a objeto directo	x	x	x	x	✓	✓	✓	✓	✓
Licencia gratuita	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
XML bien formado	✓	✓	✓	✓	x	x	x	✓	✓
Manual de usuario, documentación	✓	✓	✓	✓	✓	x	✓	✓	✓
Ejemplos de uso	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓

Tabla 1. Comparación de las herramientas relacionadas con el serializador propuesto.

El serializador propuesto precisa cuatro objetivos que serán realizados de manera puntual:

1. Desarrollar un serializador de objetos a XML en el lenguaje de programación Python.
2. Desarrollar un deserializador de XML a objetos en el lenguaje de programación Python.
3. Desarrollar un módulo para generación de clases en Python, a partir de la representación XML de un objeto.
4. Desarrollar un sitio Web con documentación y ejemplos para el serializador. El sitio Web tendrá las siguientes características:
 - Documentación del módulo que incluirá:
 - Descripción del módulo en general.
 - Descripción de los métodos, tanto de los parámetros de entrada como de salida.
 - Información del alcance y las limitaciones del módulo.
 - Ejemplos de uso.
 - Enlace para descargar el módulo.
 - Instrucciones para instalar el módulo.
 - Descripción de los lenguajes de programación con los cuales tiene interoperabilidad el serializador propuesto, así como el enlace a estos serializadores escritos en otros lenguajes de programación.

II. Mapeo de Tipos de Datos

En cuanto al problema planteado sobre el mapeo de tipos de datos se han generado las Tablas 2 y 3, en las cuales se muestra la correspondencia con los tipos de datos que manejan los serializadores WOX [1], contra los tipos de datos existentes en Python.

La Tabla 2 considera lo siguiente:

* El tipo de dato *byte* no existe en Python, por lo que un equivalente sería el tipo *int*.

** El tipo de dato *short* no existe en Python, por lo que podría mapearse al tipo de dato *int*.

WOX	Python
byte	int *
short	int **
int	int / types.IntType
long	long / types.LongType
float	float / type.FloatType
double	float ***
char	str ****
boolean	bool / types.BooleanType
string	str / types.StringType
object	Cualquier objeto
array	array / numpy.ndarray *****
list	list / types.ListType
map	dict / types.DictType*****
class	instance / types.InstanceType

Tabla 2. Mapeo de tipos de datos WOX a Python.

*** En Python el tipo de dato *float* maneja doble precisión, es decir el tipo *float* equivale a *double* en otros lenguajes de programación por la forma en que se trabaja internamente.

**** El tipo de dato *char* no existe en Python, por lo que una posible equivalencia podría ser el tipo de dato *str*, con restricción de longitud 1; también podría ser *unicode* con restricción de 1.

***** El tipo de dato *array* quedó obsoleto a partir de la versión 2.4 pero existe el módulo *numpy* que implementa este tipo de dato, el cual se puede usar desde la versión 2.7 de Python.

***** El tipo de dato *map* no existe en Python, un equivalente sería el tipo *dict* que tiene una estructura por pares de atributos clave-valor.

La correspondencia con tipos de datos inexistentes en Python genera un problema al deserializar, el cual se abordará mediante la creación de un archivo que servirá como referencia para poder devolver los tipos de datos que no existen en Python, como por ejemplo *byte*, *short*, *char*, etc. a los tipos de datos que correspondían antes de deserializar el objeto.

En la Figura 1 se observa un esquema que ejemplifica cómo funcionará la creación del archivo, en la cual se muestra un documento XML con un dato *x* que es un tipo de dato *byte* (inexistente en Python), el cual es deserializado a un tipo de dato *int*, pero al mismo tiempo se crea un *archivo.info* que guarda la referencia de que el dato *x* realmente es de tipo *byte* y no de tipo *int*.

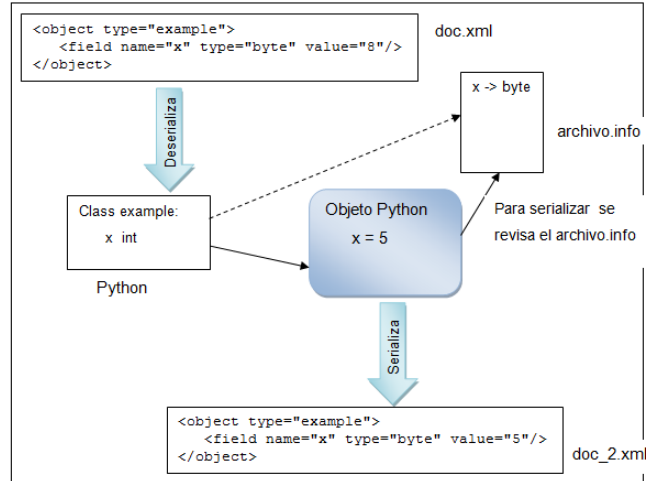


Fig. 1. Deserializar objetos en Python provenientes de un documento XML con tipos de datos que no se encuentran en este lenguaje.

Posteriormente, cuando se desea serializar el objeto de Python ya procesado, el serializador busca el *archivo.info* para comprobar si existe una referencia del dato *x*; al encontrar que la referencia del dato *x* es de tipo *byte*, se puede serializar correctamente el tipo de dato correcto.

La Tabla 3 considera lo siguiente:

* El tipo de dato *float* se mapeará a *double*, ya que *float* en Python utiliza doble precisión. En los serializadores WOX podrían presentarse dificultades al tener tipos de datos definidos como lo son *float* y *double*. Si la representación en otro lenguaje define el tipo *double* no presentará problema alguno, pero si la representación es *float* el serializador convierte el tipo *double* a *float* aunque se pierda la precisión.

Python	WOX
none	---
bool	boolean
int	int
long	long
float	double *
complex	---
str	String
unicode	char **

set	---
tuple	---
list	list
dict	map
bytearray	---
buffer	---
file	---
xrange	---

Tabla 3. Mapeo de tipos de datos Python a WOX.

** El tipo de dato *unicode* podría mapearse a *char* poniendo una restricción de que tenga longitud 1, esto se revisará al hacer la implementación del serializador.

Como se puede observar en la Tabla 3, existen algunos tipos de datos que se muestran con el símbolo ‘---’, lo cual significa que este tipo de dato no puede ser representado en WOX.

III. Arquitectura del Serializador Propuesto

El serializador propuesto se compone de 3 módulos que se describen a continuación.

1. *Serializador de objetos a XML*. Es un módulo en lenguaje Python que servirá como serializador para hacer representaciones de objetos Python directamente a XML. El documento XML tendrá la misma representación que se especifica para el serializador WOX. El módulo podrá procesar los tipos de datos especificados en la Tabla 3.

2. *Deserializador de XML a objetos en el lenguaje de programación Python*. Se desarrollará un módulo en lenguaje Python que servirá como deserializador para hacer representaciones de objetos en XML directamente a objetos en Python. El módulo podrá procesar los tipos de datos de la Tabla 2. El documento XML que podrá procesar este módulo deberá tener la misma representación que se especifica en el serializador WOX.

3. *Módulo para generación de clases en Python, a partir de la representación XML de un objeto*. Se creará un módulo en lenguaje Python que podrá crear representaciones de objetos Python dinámicamente haciendo uso de la reflexión. Según la representación que se tenga en el documento XML este módulo podrá crear una clase que no se encuentre explícitamente en el lenguaje Python o el programa actual.

Con la representación XML el deserializador podrá crear un sub-archivo que guardará las referencias a tipos de datos que no existen en Python como por ejemplo *byte*, *float*, *char*, etc., y poder usar este archivo en el serializador para poner el tipo de dato correcto en el documento XML generado.

Para resaltar la importancia de esta propuesta, la Figura 2 muestra un ejemplo de uso del serializador propuesto.

El ejemplo de la Figura 2 toma en cuenta dos aplicaciones o servicios cualquiera: número uno y número dos (estas aplicaciones pueden estar escritas en cualquier lenguaje de programación como Java, C#, Python, etc.).

- 1) La aplicación o servicio número uno crea una instancia de un objeto con sus atributos (estos atributos pueden contener información que el programa ha guardado).
- 2) La aplicación o servicio número uno utiliza el serializador (representado por las flechas) para llevar todo el objeto a una representación XML con los valores de sus atributos que han sido guardados.
- 3) La aplicación o servicio número uno envía el objeto representado en XML a una aplicación o servicio número dos. El otro servicio o aplicación número dos puede estar en la misma computadora o llegar a una computadora diferente a través de la red.

- 4) La aplicación o servicio número dos utiliza el serializador para deserializar la representación del objeto en XML en lenguaje de programación en el que está escrita la aplicación o servicio número dos. Cabe señalar que este lenguaje puede ser el mismo o diferente.
- 5) El objeto es procesado por la aplicación o servicio número dos.

Finalmente, la aplicación o servicio número dos puede enviar de regreso el objeto en un archivo XML a la primera aplicación o servicio repitiendo esta misma secuencia, o bien enviar un objeto diferente.

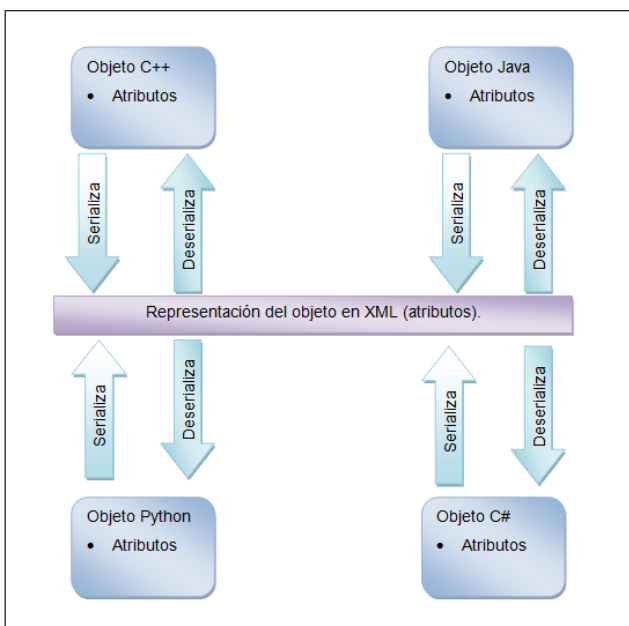


Fig. 2. Serialización y deserialización de objetos en diferentes lenguajes de programación.

Este ejemplo muestra la importancia de la serialización de objetos automática, así como la importancia de poder lograr la interoperabilidad con diferentes lenguajes de programación orientados a objetos, mediante la generación de archivos XML, los cuales representan objetos en una forma estándar.

IV. Conclusiones y Trabajo Futuro

En este artículo se presentó una propuesta de una herramienta en el lenguaje de programación Python, capaz de serializar y deserializar objetos a un formato XML. El módulo propuesto será interoperable; podrá procesar archivos XML creados con los serializadores WOX existentes.

Una de las características principales de la propuesta es la generación de archivos XML estándar, los cuales son independientes del lenguaje de programación. Esto quiere decir que si se serializa un objeto Python a XML se podrá tomar el archivo XML generado y reconstruir el objeto en algún otro lenguaje de programación, tal como Java o C#; y viceversa.

Dentro del trabajo futuro se contempla concluir el serializador de objetos Python a XML; concluir el deserializador de XML a objetos en el lenguaje de programación Python; y el módulo para generación de clases en Python a partir de la representación XML de un objeto. También se considera la creación de un sitio web donde se pueda descargar la herramienta propuesta.

V. Referencias

- [1] C. R. Jaimez-González, S. M. Lucas, E. López-Ornelas, "Easy XML Serialization of C# and Java Objects". In Proceedings of the Balisage The Markup Conference 2011, Balisage Series on Markup Technologies, Volume 7 (2011), Montreal, Canada, 2-5 August 2011.
- [2] Web Objects in XML (WOX) serializer website. Disponible en: <http://woxserializer.sourceforge.net/>. Último acceso en Julio de 2013.
- [3] Chilkat Python XML Library. Disponible en: <http://www.chilkatsoft.com/python-xml.asp>. Último acceso en Junio de 2013.

- [4] Python, biblioteca xml.dom. Disponible en: <http://docs.python.org/2/library/xml.dom.html#module-xml.dom>. Último acceso en Junio de 2013.
- [5] Python, biblioteca xml.etree. Disponible en: <http://docs.python.org/2/library/xml.etree.elementtree.html#module-xml.etree.ElementTree>. Último acceso en Junio de 2013.
- [6] Crummy, BeautifulSoup. Disponible en: <http://www.crummy.com/software/BeautifulSoup/>. Último acceso en Junio de 2013.
- [7] Python, biblioteca Pickle. Disponible en: <http://docs.python.org/2.7/library/pickle.html>. Último acceso en Junio de 2013.
- [8] Python, biblioteca Marshal. Disponible en: <http://docs.python.org/2/library/marshal.html#module-marshal>. Último acceso en Junio de 2013.
- [9] PyYAML, biblioteca. Disponible en: <http://pyyaml.org/wiki/PyYAMLDocumentation>. Último acceso en Junio de 2013.
- [10] YAML 1.2. Disponible en: <http://yaml.org>. Último acceso en Junio de 2013.
- [11] Pyxser – Python XML Serialization. Disponible en: <http://pythonhosted.org/pyxser/>. Último acceso en Junio de 2013.

Carlos Roberto Jaimez González obtuvo el doctorado en Ciencias de la Computación y la maestría en Tecnologías para Comercio Electrónico, ambos por la Universidad de Essex, Reino Unido; también es Licenciado en Computación por la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Iztapalapa. Actualmente es profesor investigador del Departamento de Tecnologías de la Información, de la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Cuajimalpa. Dentro de sus intereses de investigación están los sistemas distribuidos, los servicios web, los objetos distribuidos, la interoperabilidad de sistemas, el desarrollo de aplicaciones para comercio electrónico, y los sistemas de agentes para comercio electrónico.

VI. Autores

Andrés Iván Rodríguez Martínez es estudiante del noveno trimestre de la Licenciatura en Tecnologías y Sistemas de Información, en la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Cuajimalpa. Sus intereses se centran en el desarrollo de aplicaciones web, la integración de sistemas, XML y las tecnologías relacionadas.

Modelado y Simulación Preliminar del Asentamiento Poblacional en una Entidad del Estado de México

José Pérez Luna, Joel Ricardo Jiménez Cruz

Laboratorio de Cibernética, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad Autónoma Metropolitana Iztapalapa, Avenida Atlixco 186, Colonia vicentina, 09410, México, D.F., jcsr@xanum.uam.mx.

Resumen

Este trabajo se enmarca en el área conocida como sociología computacional, la cual utiliza métodos computacionales para modelar, simular y analizar las interacciones entre individuos o agentes y los fenómenos sociales que emergen en ellos. A partir de un modelo computacional implementado en el lenguaje de programación NetLogo, se hace un acercamiento al estudio y análisis del asentamiento poblacional en una entidad del Estado de México; el municipio de Texcoco. NetLogo es un lenguaje gráfico de programación multiagente y es un medio para simular sistemas complejos que evolucionan con el tiempo, principalmente fenómenos sociales y naturales. El modelo que se realizó está basado en los conceptos de sistemas multiagentes e incorpora los parámetros derivados de tres doctrinas económicas; la clásica, la marxista y la keynesiana. Con el modelo se realizan dos simulaciones. La primera examina cómo hubiera sido el desarrollo del asentamiento poblacional actual de este municipio, si se hubiera regido por cada una de estas doctrinas económicas. En la segunda simulación se contrasta el asentamiento actual del municipio de Texcoco con cada una de las doctrinas económicas, y se encuentra y concluye que el desarrollo actual es una combinación, en mayor parte de la doctrina Marxista y en menor parte de la doctrina Clásica.

Palabras Clave: Doctrinas económicas, Modelo Poblacional, NetLogo, Sistemas Multiagente, Sociedades Artificiales.

I. Introducción

Este trabajo se enmarca en el área conocida como sociología computacional, la cual utiliza métodos computacionales para modelar, simular y analizar las interacciones sociales entre los individuos y los fenómenos que emergen. Con estos métodos se desarrollan y prueban teorías de procesos sociales complejos utilizando conocimientos provenientes de la inteligencia artificial, la teoría de juegos, la física, la estadística o el análisis de redes sociales, entre otros. Involucra el entendimiento de los agentes, sus interacciones y el efecto de estas en los agregados sociales. Estudia la complejidad social, la interconexión entre procesos micro y macros y la emergencia en sociedades artificiales con el fin de analizar la estructura del sistema social [1].

Desde principios de 1980 la simulación de sistemas multiagente (SMA) en diversas ciencias ha suscitado un auge creciente. A partir del trabajo pionero de Robert Axelrod [2] se ha publicado un gran número de artículos que están orientados al estudio y análisis de sistemas sociales o bien a algún aspecto vinculado con ellos. En estas simulaciones se estudia como emerge y persiste la cooperación en individuos, su influencia social, y varios comportamientos como los descentralizados y los de masa crítica [3].

El creciente interés en la simulación social basada en agentes, con modelos cada vez más complejos y ambiciosos, precisa el desarrollar modelos demográficos flexibles y realistas que consideren nacimientos, muertes, asentamientos poblacionales o migraciones con especial

atención a las causas sociales. Su objetivo es adquirir un mayor conocimiento, tanto cuantitativo como cualitativo, sobre dichos fenómenos [4].

Los SMA son sistemas compuestos por múltiples agentes computacionales interactuando inteligentemente en un medio ambiente. Los agentes pueden ser entidades físicas o virtuales que realizan acciones flexibles y autónomas con el fin de lograr sus objetivos de diseño, las peticiones de sus usuarios o las tareas encomendadas. Los agentes operan, se relacionan e interactúan bajo principios de cooperación, coordinación, negociación y sociabilización que se establecen a partir de protocolos e intercambios de mensajes. Estos sistemas son autoorganizativos, autoorientados y descentralizados. Los agentes pueden ser robots, paquetes, personas, etc. El primer problema a considerar es el diseño del agente mismo y el segundo, es el diseño de la sociedad que se van conformando [5].

Los agentes son autónomos, es decir, actúan sin que otros entes tengan control sobre ellos. Tienen habilidad social, es decir, capacidad de interactuar entre ellos. Tienen capacidad de percibir su entorno y actuar respondiendo a eventos que ocurran a su alrededor y tienen capacidad de influir activamente en su entorno para cumplir sus objetivos [4].

El campo de los SMA es interdisciplinario y toma inspiración de diversas áreas como la economía, inteligencia artificial, filosofía, lógica, ecología, ciencias biológicas y sociales, etc. Sus aplicaciones son diversas, como en procesos de interacción dentro de la Ingeniería de Software, o como una herramienta para la simulación de sistemas complejos (estructuras sociales), resolución de problemas, construcción de mundos sintéticos y robótica colectiva, etc.

En este artículo se emprende la simulación del asentamiento social en el municipio de Texcoco, Estado de México, por medio del lenguaje Netlogo y con un enfoque de los SMA. En la estructura del artículo, inicialmente se abordan

las características principales del lenguaje Netlogo, luego se presenta la simulación del asentamiento o distribución poblacional utilizando los conceptos de las doctrinas económicas; clásica, marxista y keynesiana. A continuación se hace la simulación con los parámetros del municipio de Texcoco, comparando la realidad actual con lo propuesto por las tres doctrinas económicas. Finalmente se exteriorizan los comentarios y conclusiones pertinentes de las simulaciones efectuadas, los resultados obtenidos y las características del desarrollo de un modelo más completo.

II. Características del lenguaje Netlogo para la simulación de sistemas sociales

NetLogo es un ambiente para simular SMA que involucran una gran cantidad de agentes. El ambiente proporciona un lenguaje de programación expresivo con una interfaz que permite visualizar el estudio de los SMA. Tiene un conjunto extenso de comandos primitivos que dan soporte a las matemáticas de punto flotante, números aleatorios y ofrece una gran capacidad gráfica y de animación. Es una excelente plataforma para la investigación y para la educación. En el contexto educativo, NetLogo satisface los requerimientos del estudiante de una experiencia práctica y de un aprendizaje activo. En investigación, es adecuado para modelar sistemas complejos que evolucionan con el tiempo [6].

NetLogo es un lenguaje de programación multiagente y es un medio para simular principalmente fenómenos sociales y naturales. Se ha diseñado para usarse en la educación y en la investigación. Es adecuado, particularmente, para modelar sistemas complejos que evolucionan con el tiempo. En NetLogo se pueden dar instrucciones a cientos o miles de componentes o agentes independientes, todos ellos operando en forma concurrentemente. Esto hace posible explorar las conexiones existentes entre las conductas de los agentes y los patrones que emergen a partir de sus interacciones, bajo diversas variables y condiciones [7].

En el ambiente de simulación de NetLogo se aprecian 3 pestañas. La pestaña de la interfaz que muestra la simulación, otra que contienen la información de la simulación y una más en la que se encuentra el código de los procedimientos de la simulación. En la parte inferior de la pestaña de la interfaz se encuentra la ventana del observador. En ella se permite la inserción de código para modificar o crear elementos de la simulación y proseguir con ella [8].

Los agentes móviles llamados tortugas se mueven sobre un conjunto de parches (medio ambiente) que también son agentes programables. Todos los agentes pueden interactuar y ejecutar tareas múltiples concurrentemente.

En Netlogo existe una colección de simulaciones pre-construidas que se pueden revisar y modificar. Estas simulaciones se enfocan a muchas áreas de las ciencias sociales y naturales, incluyendo biología, medicina, física, química, matemáticas, ciencias de la computación, economía, psicología social, etc.

Los agentes o tortugas pueden representar a moléculas, lobos, compradores, vendedores, abejas, neutrones, imanes, planetas, gusanos, votantes, pasajeros, metales, bacterias, carros, tribus, pájaros, robots, músculos, personas y muchos más. Los parches pueden representar a árboles, paredes, caminos de agua, células, casas, cielo, escritorios, tierra, piel y otros.

Los temas que se han estudiado y simulado en Netlogo incluyen a los autómatas celulares, la teoría de juegos, los algoritmos genéticos, la retroalimentación positiva y negativa, la dinámica de población, la optimización, la auto-organización, la vida artificial, la inteligencia artificial, la evolución, las redes, los mercados, el caos, entre otros. Los modelos comparten el tema de los sistemas complejos y de los fenómenos emergentes. NetLogo se puede descargar de <http://ccl.northwestern.edu/netlogo/download.shtml>

El caso que se estudia en este artículo es la simulación del asentamiento poblacional del

municipio de Texcoco. Esta simulación se encuentra dentro del tema de las sociedades artificiales, y se describe a continuación.

III. Modelo del asentamiento social en el municipio de Texcoco

Se va a describir un modelo que simula la movilidad y agrupación poblacional en el municipio de Texcoco en el Estado de México de dos clases sociales, una de pobres y otra de ricos. La movilidad y agrupación está determinada por la capacidad de acceso a fuentes de trabajo o centros de productos o servicios, por el costo de los bienes raíces y por la calidad de vida del medio ambiente.

Las fuentes de trabajo o centros de productos o servicios se van a construir en donde haya necesidad y mayor poder adquisitivo. Estas fuentes de trabajo pueden ser fábricas, hospitales, tiendas de autoservicio, supermercados, etc., lugares donde se trabaje o donde se ofrezcan productos y servicios. En este modelo inicialmente, solo se consideran centros de autoservicio. El costo del terreno y la calidad de vida se modelan en forma binaria, es decir, pueden ser altos o bajos.

Se crearon medios ambientes o escenarios experimentales determinados por tres doctrinas económicas que se pueden considerar representativas de las corrientes del pensamiento económico, que han existido históricamente; el escenario A está definido por la doctrina clásica, el Escenario B por la doctrina marxista, y el escenario C por la doctrina keynesiana. El estudio de estas doctrinas se puede profundizar en el libro de Economía de Méndez [9].

Escenario A: Doctrina Clásica

A fines del siglo XVIII se da una serie de cambios que modifican las relaciones económicas predominantes en el mundo capitalista; el capitalismo comercial que existía en aquella época se transformaría en un capitalismo industrial, este hecho fue el detonante para la creación de esta doctrina, cuyos principales

representantes son Adam Smith (1723-1790) y David Ricardo (1772-1823). Algunas de sus propuestas son las siguientes:

- El capitalista al buscar su beneficio propio, busca el de los demás, por lo que no se requería la intervención del estado en la economía.
- Se debe proteger a cada miembro de la sociedad de la injusticia, dándole oportunidades de crecer sin opresión por otro miembro de la sociedad; es decir, se debe aspirar a tener una administración justa.
- Debe existir un equilibrio natural y un equilibrio social armónico.
- El aumento de la productividad del trabajo se debe a la división del mismo.
- El valor del trabajo es superior a lo que el capitalista paga en forma de salario.

Escenario B: Doctrina Marxista

El marxismo no es solo una doctrina económica, sino también es una concepción del mundo que implica aspectos filosóficos sociales, económicos y políticos. Sus principales representantes son: Carlos Marx (1818-1883), Federico Engels (1820-1895) y Vladimir Ilich Lenin (1870-1921). Algunas de sus principales contribuciones son:

- La filosofía materialista dialéctica.
- El régimen económico que es la base de la sociedad, sobre la cual se eleva la superestructura.
- El estudio crítico de la sociedad capitalista.
- El esbozo de una teoría de la plusvalía y en consecuencia de la explotación.
- La fuerza de trabajo es una mercancía.
- El capital que se concentra en las manos de unos cuantos.

Escenario C: Doctrina Keynesiana

En la obra de John Maynard Keynes (1883-1946) se exponen las crisis inherentes al sistema capitalista, en consecuencia trata de buscar las políticas adecuadas que resuelvan los problemas

derivados de ellas. Algunas características de esta teoría son:

- El empleo y la renta dependen de la demanda efectiva.
- El empleo depende del volumen de la inversión, sí la propensión del consumo permanece inalterable.
- Su teoría es una refutación del liberalismo.
- Pretende explicar cuáles son los determinantes del volumen del empleo.
- El dinero es importante para lograr cierto nivel de empleo.

Escenario D: La simulación de la distribución poblacional en Texcoco

En este escenario experimental se tratará de ver que doctrina económica se ajusta más al desarrollo de las condiciones actuales del municipio de Texcoco, considerando principalmente la concentración de los centros de trabajo y de la población. El Municipio de Texcoco es uno de los 125 municipios en que se divide el Estado de México e incluye un total de 72 localidades. En Texcoco de Mora que es la cabecera y área central del municipio existen varios sitios de trabajo importante, no así en las demás poblaciones que carecen de muchos servicios, causando una notoria división entre pobres y ricos en este municipio.

IV. Implementación del modelo con Netlogo

En NetLogo, los lugares de trabajo, los pobres y los ricos tienen una cierta utilidad y están representados por tortugas. Por otro lado, los terrenos tienen una calidad y un precio y están representados por parches. La utilidad en el sentido de la teoría del consumidor se define como una medida abstracta para medir de manera cualitativa el nivel de satisfacción de las necesidades [10]. Una forma de calcularla se puede hacer a través de la función hedonista, que en el caso de la utilidad del pobre (de la misma manera se haría para el rico) estaría dada por la distancia recorrida al trabajo y el costo del

terreno, lo cual se expresa en la siguiente fórmula [11]:

$$\text{Utilidad} = (\text{distancia} / 100 + 0.1) ^ (1 - \text{prioridad-precio-pobre}) * ((1 / \text{precio}) ^ (1 + \text{prioridad-precio-pobre}))$$

Las variables que se utilizaron en la simulación y que se ajustan con controles deslizantes se muestran en la tabla 1.

Variable Global	Valor Mínimo	Valor Máximo	Incremento	Default
numero-de-pruebas	0	30	1	15
prioridad-precio-pobre	-1	1	0.1	0.0
prioridad-calidad-rico	-1	1	0.1	0.0
residentes-por-trabajo	0	500	10	100
trabajos-máximos	5	20	1	10
pobres-por-ciclo	0	15	1	5
ricos-por-ciclo	0	15	1	5
índice-de-mortalidad	0	15	1	5

Tabla 1. Rango de valores para los parámetros utilizados en el modelo.

V. Experimentos realizados al simular las tres doctrinas económicas

Se hicieron tres simulaciones considerando los parámetros más importantes de las 3 doctrinas económicas y una simulación final del municipio de Texcoco. Se espera que tras observar las construcciones hechas a lo largo de los años en esta región, se pueda estimar ¿Cuál? o ¿Cuáles? (si es el caso) de las doctrinas económicas fue impuesta (de manera consciente o inconsciente) en la antigüedad para la construcción de esta ciudad, es decir, en unos cuantos minutos el

Una implementación final del modelo se aprecia en la figura 1.

observador podrá entender, a grandes rasgos, la evolución de esta ciudad, e incluso poder determinar ¿Qué cosas pudieron ocurrir si se hubiera modificado algún aspecto de la sociedad? ¿Qué se espera a futuro si la ciudad continua creciendo así? ¿Dónde es óptimo (no solo factible), por ejemplo, crear un lugar de trabajo, tratando de maximizar las ganancias?

A continuación se expondrán estas cuatro simulaciones.

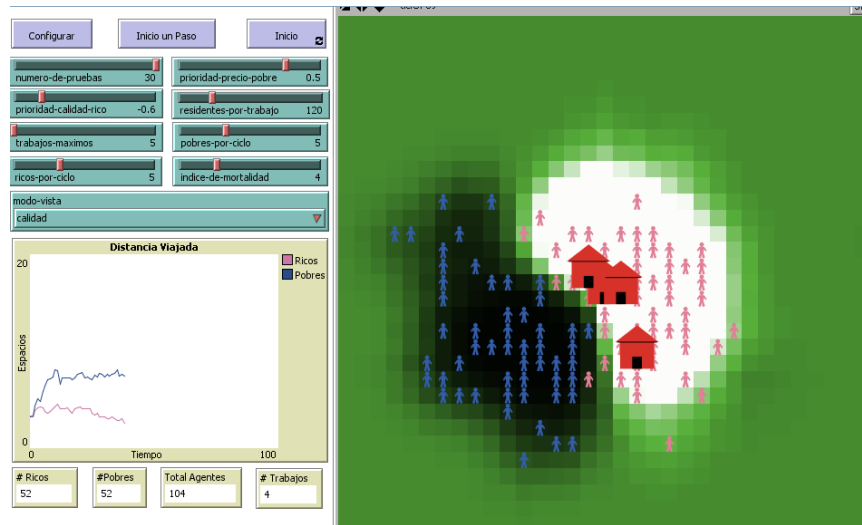


Fig. 1. Apariencia final del modelo en NetLogo.

Escenario A: Modelo con los parámetros de la Doctrina Clásica. Basados en las características principales de la *Doctrina Clásica*, podemos deducir algunos de los parámetros para la simulación de este escenario.

Parámetros:

- Se habla de que “*cada capitalista al buscar su beneficio, busca el beneficio de los demás*”, eso nos indica que la prioridad por ser rico no va a ser tan importante: $prioridad-calidad-rico = 0$, por otro lado, si el pobre tiene oportunidad de acceder a un lugar cerca de su trabajo, el costo disminuye: $prioridad-pobre-precio = -0.2$.
- *Se debe proteger a cada miembro de la sociedad de la injusticia, dándole oportunidades de crecer*, lo cual se simula creando centros de trabajo en la región de los pobres.

A continuación se procede a ajustar los parámetros de la simulación y a crear un centro de trabajo en el modelo. Después de 32 ciclos comienzan a aparecer agentes pobres cerca del trabajo y agentes ricos un poco alejados. Después de 61 ciclos y con dos centros de trabajo, se va observando una sociedad en la cual los ricos y pobres conviven cerca de su lugar de trabajo sin encarecer el terreno. Con la aparición de un tercer

trabajo en una zona sin pobladores y un cuarto centro en una zona de pobres, en el ciclo 93 se ve que estas zonas se empiezan a poblar.

Después de 217 ciclos, en la figura 2, podemos observar que la agrupación de ricos se va dispersando y las distancias recorridas por ambos tipos de pobladores son similares.

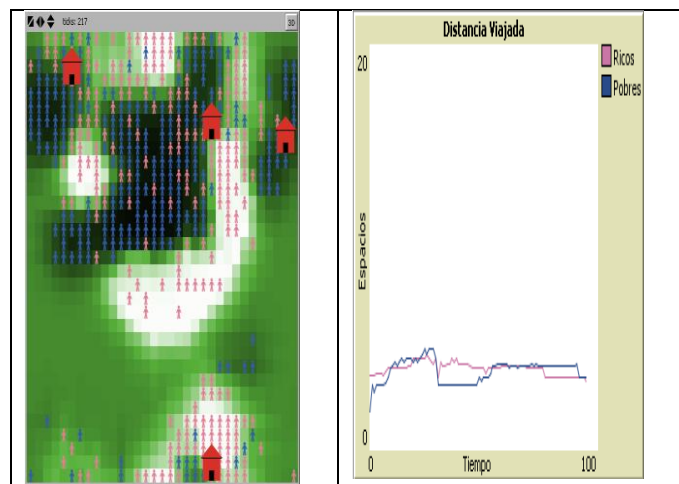


Fig. 2. Modelo con los parámetros de la doctrina clásica.

Escenario B: Modelo con los parámetros de la Doctrina Marxista. Basados en las características principales de la *Doctrina Marxista*, podemos deducir los parámetros para la simulación de este escenario.

Parámetros:

- Debido a que el *capital se concentra en las manos de unos cuantos*, vamos a suponer que existen más pobres queridos, así que *ricos-por-ciclo = 1* y *pobres-por-ciclo = 2*.
- Esta vez, los trabajos se crean en la zona de los ricos. Por lo tanto la variable *prioridad-calidad-rico = 1*. Los pobres disminuirán su deseo de acceso a terrenos caros, bajando la *prioridad-precio-pobre*.
- Los ricos esperan tener un grupo grande de trabajadores pobres.

Al iniciar la simulación con un centro de trabajo y después de 8 ciclos, comienzan a aparecer separaciones entre pobres y ricos, dándose una mayor distancia recorrida por los ricos.

En el ciclo 40 cuando se crea el segundo trabajo y se ven grupos más definidos. El precio del lugar donde se encuentra el grupo de ricos es elevado, será el momento de que algunos de los pobres tengan que mudarse lo más cerca que se pueda a los centros de trabajo. Con la construcción del cuarto sitio de trabajo y después del ciclo 497 se observa la agrupación de ricos cerca de los centros de trabajo y un mar de pobres rodeando a este grupo (Figura 3).

Escenario C: Modelo con los parámetros de la Doctrina KeynesianaParámetros:

- Debido a que “*el empleo y la renta dependen de la demanda efectiva*” el parámetro *residentes-por-trabajo se colocará en 150*.
- Dado que “*el empleo depende del volumen de la inversión*” seguiremos con la filosofía de crear un trabajo donde haya más capital, es decir, donde el terreno sea más costoso.
- Se comenzará con una cantidad igual de ricos como pobres.
- En este escenario, ninguno de los agentes parece ser tan ambicioso, por ello se dejarán sus prioridades en -0.5.

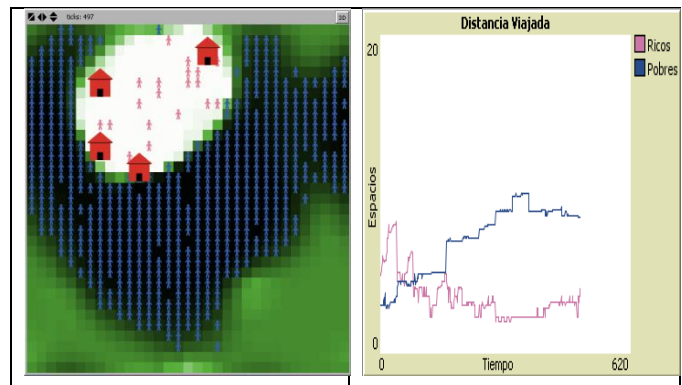


Fig. 3. Modelo con los parámetros de la doctrina Marxista.

Al comienzo de la simulación y con un centro de trabajo se observan los dos grupos sociales dispersos. Los pensamientos establecidos en esta doctrina económica permiten que los pobres estén cerca de un lugar de trabajo. Hasta este punto se puede ver un terreno mucho más homogéneo, no se ven diferencias en los precios notorias y en cuanto a distancias recorridas, se puede decir que ambas van muy parejas.

Después de la creación del tercer sitio de trabajo se nota la conformación de tres tipos de grupos: pobres, ricos y uno mixto. Los terrenos siguen sin mostrar cambios bruscos en su valor y calidad. Las distancias recorridas, se aprecian similares y aproximadamente en el ciclo 25 parece que comienzan a ser constantes.

Llegando al ciclo 111 los sitios de trabajo están muy dispersos y la población es grande sin llegar a fusionarse en un solo grupo. La distancia recorrida sigue siendo constante, ligeramente mayor para los pobres. Después de 190 ciclos la población ha crecido pero las separaciones no son tan marcadas entre ellos, los grupos mixtos se reducen, sin extinguirse. Algunos pobres tienen acceso a un lugar de trabajo cercano. Los centros de trabajo quedaron bien distribuidos en el “mundo”.

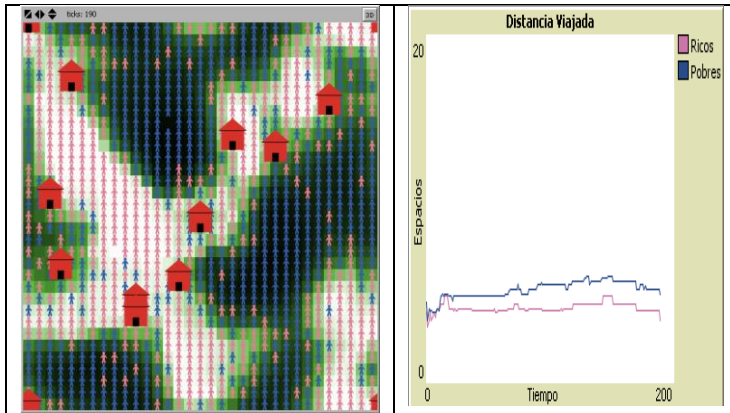


Fig. 4. Modelo con los parámetros de la doctrina Keynesiana.

Escenario D: Modelo poblacional del municipio de Texcoco

En la simulación del desarrollo poblacional del municipio de Texcoco se utiliza un escenario con 4 centros comerciales de autoservicio con su ubicación dentro del mapa del municipio de Texcoco (tabla 2).

Los centros comerciales representan centros de tamaño lo suficientemente grande como para recibir una buena cantidad de gente, además de que cualquier persona puede acudir a ellos sin necesidad de que tenga que ser derechohabiente, empleado, alumno u otra persona de acceso exclusivo.

Centro Comercial	Dirección	Ubicación en Mapa
Centro de Texcoco	Texcoco de Mora, Centro	-3,-1

Soriana “San Martín”	Fraccionamiento San Martín	-5,-8
Centro Comercial “Patio Texcoco”	Camino al Molino de las Flores	4, 1
Comercial Mexicana	Carretera Libre, México - Texcoco	-14,-6

Tabla 2. Principales centros de autoservicio en el municipio de Texcoco.

En un modelo futuro más elaborado se pueden tomar en cuenta hospitales, escuelas, empresas, fábricas, sitios turísticos, balnearios, etc. En la tabla 3 se indican los parámetros que se utilizaron para cada uno de las doctrinas.

Parámetro	Clásica	Marxista	Keynesiana
número_de_pruebas	30	30	30
prioridad_precio_pobre	-0.2	0.0	-0.5
prioridad_calidad_rico	-1.0	1.0	-0.5
residentes_por_trabajo_bajo	120	120	150
pobres_por_ciclo	2	2	4
ricos_por_ciclo	2	1	4
índice_mortalidad	1	1	1

Tabla 3. Parámetros utilizados en cada una de las doctrinas económicas.

Escenario D.A: Desarrollo hipotético de Texcoco con la doctrina clásica

Después de 30 ciclos, es natural que todos los agentes se acerquen a los sitios de trabajo y que ambas clases sociales puedan convivir. Vale la pena mencionar que una de las cosas importantes que ocurren es que el centro comercial “Patio Texcoco” tal y como se mencionaba durante su construcción iba a llevar productos y servicios a

gente de todo tipo de recursos y se puede decir que hasta ahora se está cumpliendo dicha premisa.

Después de 100 ciclos, ambos grupos no se dispersan, sino se aferran a estar cerca de la plaza comercial, en vez de intentar ocupar regiones no tan pobladas. En la realidad solamente los bien acomodados han podido establecer en el centro de Texcoco, esto hace que los pobres tengan que acudir a otras plazas.

Cuando han pasado 256 ciclos los agentes pobres no se han interesado en poblar otras regiones desiertas, y permanecen alrededor de la región céntrica como se observa en la figura 5. Se puede concluir que Texcoco no fue regido totalmente por una “Doctrina Clásica” aunque si tiene algunos aspectos de ella.

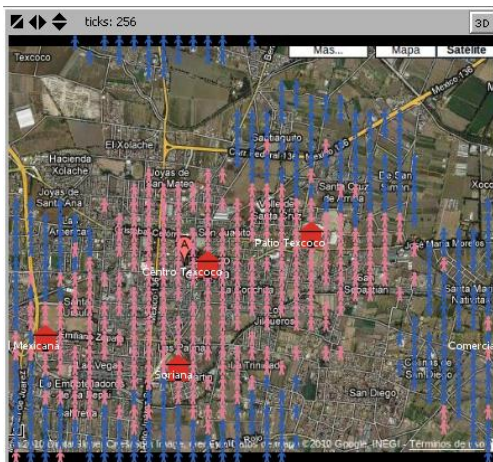


Fig. 5. Simulación de Texcoco con la Doctrina Clásica.

Escenario D.B: Desarrollo hipotético de Texcoco con la Doctrina Marxista

En esta simulación y aproximadamente en el ciclo 52 se nota una marcada separación de los grupos sociales. Al parecer los ricos optan más por permanecer juntos y crear una especie de zona residencial un tanto lejos de los lugares de trabajo, y los pobres se establecen cerca de los lugares de trabajo. Lo que se puede observar justo en el ciclo 100 es que se han incorporado más ricos a su zona, y que los centros

comerciales se encuentran rodeados por los pobres. El centro comercial “Patio Texcoco” es la excepción ya que dicho centro fue pensado para que personas de toda clase social pudieran acudir a hacer sus compras.

Al dejar transcurrir 382 generaciones, el experimento ¡nos sigue sorprendiendo! debido a que las construcciones que existen en el mundo real se comparan con las creadas por el modelo y se recrear las mismas poblaciones que hay en la vida real, aunque la zona residencial que se ha construido con el modelo no corresponde a las zona más rica de Texcoco como se puede apreciar en la figura 6. En este sentido, este escenario es útil y nos ayuda a entender la formación de las poblaciones en Texcoco, y quizás un crecimiento futuro.

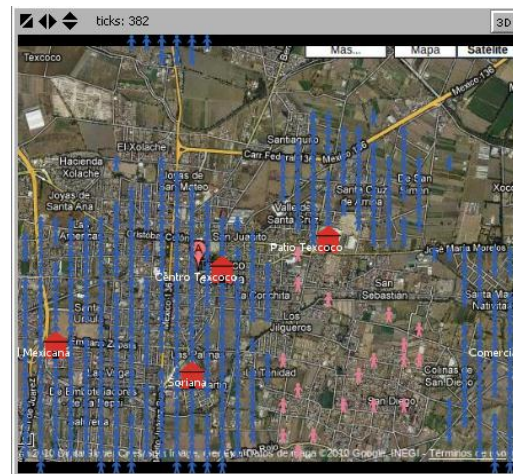


Fig. 6. Simulación de Texcoco con la doctrina Marxista.

Escenario D.C: Desarrollo hipotético de Texcoco con la Doctrina Keynesiana

Es hora de utilizar los parámetros de la doctrina Keynesiana en el escenario de Texcoco.

Después de 52 ciclos, es notorio el crecimiento de la sociedad y existen muchos más ricos que en otros experimentos. La naturaleza de los seres humanos como la de los agentes del modelo es permanecer en grupos sociales del mismo tipo,

pero en este escenario algunos ricos deciden vivir dentro de grupos de los pobres (que están cerca de algún lugar de trabajo), así como algunos pobres pudieron establecerse dentro de un grupo dominado por los ricos.

Otra situación es la formación de un grupo de agentes ricos en el centro de Texcoco, que se apega a la realidad y que alberga a personas con una buena posición económica. La “Plaza Patio Texcoco” recibe en sus filas gente con diferentes tipos de ingresos, como se puede observar en la simulación, el grupo que se encuentra alrededor de dicha plaza alberga una importante diversidad de agentes.

Es importante hacer notar que en este escenario el crecimiento de la población es elevada. En el ciclo 79 ya se puede observar una tasa de crecimiento elevada. En un principio los ricos estaban apoderados del centro de Texcoco y después se nota un amplio dominio de los pobres en dicho centro. Este hecho descarta este escenario de la economía que rige, actualmente a Texcoco (figura 7).

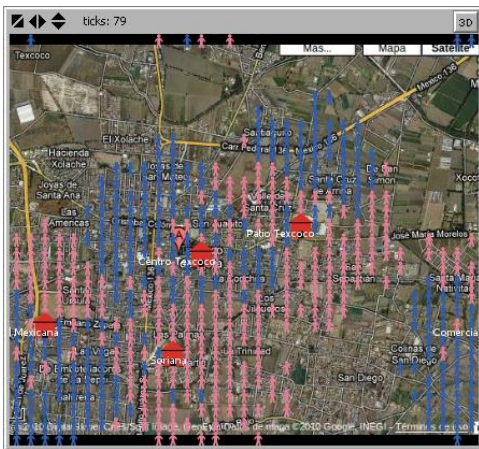


Fig. 7. Simulación de Texcoco con la doctrina Keynesiana.

VI. Comentarios y Conclusiones

Se elaboró un modelo en Netlogo en base a los requerimientos planteados y se probó utilizando algunas de las doctrinas económicas históricas.

El modelo es invaluable para un economista o persona interesada ya que se puede observar cómo se comporta una sociedad regida por alguna doctrina en especial, se pueden comprender sus inicios, su evolución, su complejidad y hasta su futuro a través de las generaciones en las simulaciones.

Este modelo con sus parámetros y características de las doctrinas estudiadas se puede considerar como un modelo inicial que sirva para ir incorporando otras doctrinas, otros niveles económicos de los pobladores y otros centros de trabajo o fuentes de bienes y servicios, por citar algunas posibilidades.

A pesar de que los centros económicos permanecen fijos, existen grandes diferencias en la creación de los grupos sociales y terrenos ocupados en cada uno de los escenarios. Una simulación de este tipo puede ser de mucha utilidad para la planeación topográfica en las compañías de agua potable, luz, teléfono y alcantarillado, por citar algunas.

En cada uno de los escenarios planteados se han tenido comportamientos muy interesantes que se comentan brevemente a continuación:

Con la incorporación de la doctrina Clásica en el modelo, se observa que los pobres y los ricos no crean grupos tan marcados. Se puede decir que existe un equilibrio pues los valores de los terrenos no se van a los extremos, y por ende todos pueden acceder a ellos, quedando similares las distancias recorridas por ambos grupos.

Con la doctrina Marxista, los valores de los terrenos son notablemente diferentes en cada grupo y encuentran sus valores críticos. Los ricos se interesan más en formar una sociedad antes de buscar la comodidad de estar cerca de su sitio de trabajo. Al construirse los sitios de trabajo, se atrae la atención de los pobres pero estos se empiezan a establecer en la periferia debido al costo elevado del terreno. La distancia recorrida por los ricos baja y la de los pobres crece.

En el escenario de la doctrina Keynesiana se pudo observar un hecho importante que consistió en la conformación de una tercera agrupación, una mezcla de ricos y de pobres. Los lugares de trabajo quedaron distribuidos, debido a la diversificación de los grupos, esto ayudaba a que los pobres pudieran tener oportunidad de establecerse cerca de un sitio de trabajo. Los valores del terreno tampoco tienen cambios tan notorios, se puede decir que dentro de todo están homogenizados, debido a la diversidad de los precios y la distribución de los lugares de trabajo. No era necesario que los agentes se desplazaran mucho, quedando desplazamientos prácticamente constantes.

El análisis de la economía de Texcoco a través del modelo nos muestra dos características interesantes en dos tiempos diferentes:

1. Con las simulaciones se puede apreciar cómo hubiera sido la economía de esta ciudad si se hubiera regida únicamente por alguna de estas doctrinas.
2. Contrastando la realidad economía actual del municipio de Texcoco con las simulaciones se puede concluir que la distribución de la población tiene una gran similitud con la *doctrina Marxista*, mientras que la *doctrina Clásica* nos ayuda a definir un poco más la ubicación real de los grupos, pues efectivamente las zonas residenciales de esta ciudad están muy cerca del centro mientras que los pobres tienen que vivir en pueblos aledaños.

Para una experimentación futura y con el fin de obtener resultados más precisos se pueden considerar las siguientes variantes.

Variante 1: Considerar más de 2 tipos de clases como clase alta, media alta, media, media baja y baja. Para ello sería necesario incorporar un nuevo estimador para determinar el tipo de clase social del que se dispondrá, y una variable que lleve un registro de lo percibido por un individuo.

Variante 2: Considerar otros lugares de trabajo como tiendas, escuelas, balnearios, Hospitales, seguridad, etc. Los agentes para poder hacer uso de algunas instalaciones deben ser derechohabientes. En tal caso es necesario agregar una matriz de variables que por medio de un código binario puede determinar a qué tipo de organizaciones puede pertenecer dicho agente. Es lógico que un agente prefiera vivir en un lugar cerca de un sitio donde sea derechohabiente.

Variante 3: Ya que se ha mencionado el agregar otros lugares de trabajo con una variedad de servicios, también se puede pensar en incorporar rangos de edades, que ayude a saber, no solo, el tipo de servicio necesario, sino también se podría simular la creación de otros grupos. También se puede considerar el hecho de que un rico se convierta en pobre.

Variante 4: Otro agente externo que puede ser tomado en cuenta es el medio ambiente que en estas simulaciones puede influir en el valor del terreno, dependiendo de muchos factores como el clima, la situación geográfica, los tipos de poblaciones aledañas, la mercadotecnia, etc.

Variante 5: Se pueden considerar otras doctrinas e ideologías económicas como neoclásica, estructuralista o neoliberal así como consultar a varios economistas expertos en la materia para que den su punto de vista en cuanto a la definición de valores para las variables, invitarlos a presenciar la simulación y tomar nota de si el modelo cumple con las expectativas.

Variante 6: El modelo, utilizando el lenguaje de NetLogo, se puede extender para analizar ciudades más grandes e importantes que cuenten con sistemas económicos más complejos.

La simulación que se ha emprendido es preliminar y dista mucho de estar completa. Sin embargo permite comenzar el análisis de los asentamientos poblacionales tomando en cuenta los parámetros emanados de las doctrinas económicas. Para una mayor información sobre

las simulaciones descritas en este artículo se puede consultar [12].

VII. Referencias

- [1] M. Macy, R. Willer, From Factors to Actors: Computational Sociology and Agent-Based Modeling. *Annual Review of Sociology* 28: 143–166, 2002. http://eldar.cz/cognition/complex/articles/macy_factors_actors.pdf.
- [2] R. Axelrod; W. Hamilton, The Evolution of Cooperation, *Science, New Series*, Vol. 211, No. 4489, pp. 1390-1396, Mar. 27, 1981. <http://www-personal.umich.edu/~axe/research/Axelrod%20and%20Hamilton%20EC%201981.pdf>.
- [3] Linares, Francisco, Una simulación multi-agente del mecanismo de generalización de una norma socia, *Reis. Revista Española de Investigaciones Sociológicas*, núm. 138, abril-junio, 2012, pp.19-39, <http://www.redalyc.org/pdf/997/99724687002.pdf>.
- [4] Helio Alejandro Domínguez Bayo, Simulación de modelos demográficos basados en agentes, Máster en investigación en informática, Universidad Complutense de Madrid, 2011-12, http://eprints.ucm.es/16922/1/Memoria_TFM-Helio_Alejandro_Dominguez_Bayo.pdf.
- [5] F. Caparrini. *Sistemas MultiAgente*. Presentación en SlideShare, 2012. <http://www.slideshare.net/FernandoCaparrini/sistemas-multiagente>.
- [6] I. Sakellariou, P. Kefalas, I. Stamatopoulou, “Teaching Intelligent Agents using NetLogo” *Proceedings of the ACM-IFIP IEEIII 2008, Informatics Education Europe III Conference Venice, Italy, December 4-5, 2008*. <http://users.uom.gr/~iliass/projects/NetLogo/Papers/IEEIII-2008-SekKefSta.pdf>.
- [7] S. Tisue, U. Wilensky, “NetLogo: A Simple Environment for Modeling Complexity”. Presented at the International Conference on Complex Systems, Boston, May 16–21, 2004. <http://ccl.northwestern.edu/papers/netlogo-iccs2004.pdf>.
- [8] D. Poza, *Manual de NetLogo*. Centro de Investigación Científica y Desarrollo Tecnológico Universidad de Valladolid, Campus Miguel Delibes. <http://sites.google.com/site/manualnetlogo/>
- [9] S. Méndez, *Fundamentos de Economía*. 4ª. Edición. McGraw Hill Interamericana, México, 2003.
- [10] J. Ocrospoma, *La Teoría de la Utilidad y de la Demanda del Consumidor*, 2008. Consultado del sitio: <http://www.zonaeconomica.com/teoria-utilidad-demanda>.
- [11] M. Sagoff, *The Economy of the Earth*. Cambridge University Press, 1988.
- [12] J. Pérez, *Inteligencia Artificial: Aplicación de los algoritmos meméticos*. Proyecto de Investigación Terminal de la Licenciatura en Computación. UAM-I, 2011.

VIII. Autores

Lic. José Pérez Luna es licenciado en Ciencias de la Computación por la UAM-I y está terminando la Maestría en Computación en el IPN.

M. en I. Joel R. Jiménez Cruz es Maestro en Ingeniería Biomédica por la UAM-I.

Herramienta para Serializar Objetos C++ a XML

Lidia Nayelli Hernández-Piña, Carlos R. Jaimez-González

Departamento de Tecnologías de la Información, Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Cuajimalpa, México D.F., 210368177@correo.cua.uam.mx, cjaimez@correo.cua.uam.mx.

Resumen

En la actualidad el desarrollo de sistemas, basados en distintas tecnologías de la información y comunicación incompatibles entre sí, ha generado la imposibilidad de compartir información, es decir ha imposibilitado la interoperabilidad, la cual permite que programas creados en distintos lenguajes de programación puedan comunicarse. Para llevar a cabo dicha comunicación, los lenguajes tienen que resolver una serie de problemas, tales como el mapeo de tipos de datos, la representación de los objetos, los mensajes, la serialización y la deserialización. En este artículo se propone una herramienta para serializar y deserializar objetos a XML, la cual será una biblioteca independiente escrita en el lenguaje de programación C++. Una de sus principales características será la generación de representaciones XML estándar, las cuales son independientes del lenguaje de programación, e interoperables con los serializadores existentes Web Objects in XML.

Palabras Clave: Interoperabilidad, lenguaje de programación C++, Programación orientada a objetos, serialización, XML, Web Objects in XML.

I. Introducción

La interoperabilidad es una característica importante en los sistemas distribuidos basados en objetos, ya que permite la comunicación de programas (clientes y servidores), escritos en diferentes lenguajes de programación orientados a objetos. Existen algunos problemas fundamentales que tienen que ser resueltos por los diferentes lenguajes para alcanzar la interoperabilidad. Algunos de estos problemas se exponen a continuación.

Mapeo de tipos de datos. Los tipos de datos son uno de los principales problemas para alcanzar la interoperabilidad entre diferentes lenguajes de programación. Debe de existir un acuerdo de mapeo entre los tipos de datos de los lenguajes de programación que se desean comunicar. Una forma de resolver este problema es mediante tablas de mapeo con los diferentes tipos de datos soportados por los lenguajes de programación que desean comunicarse.

Representación de objetos. Se debe establecer una forma estándar de representar objetos, ya sea que estén escritos en Java, C#, C++, o algún otro lenguaje de programación orientado a objetos. El formato estándar debe considerar la representación de las estructuras y tipos de los diferentes lenguajes de programación, tales como clases, tipos de datos primitivos, arreglos, y clases definidas por el usuario.

Mensajes. Los mensajes también deben de estar escritos en una forma estándar para que puedan ser entendidos por ambas partes.

Serialización y deserialización. En el contexto de almacenamiento de datos y transmisión, la serialización es el proceso de transformar un objeto a un estado en el que pueda ser almacenado permanentemente a un medio tal como un archivo, una base de datos, o un flujo para ser transmitido a través de la red. Deserialización es el proceso inverso, el cual transforma la versión serializada en XML del objeto en un objeto vivo.

Para resolver las problemáticas expuestas anteriormente, este artículo propone el desarrollo de un serializador y deserializador en el lenguaje de programación C++ de objetos a XML, el cual consistirá de una biblioteca capaz de serializar objetos C++ a XML y de regreso de manera directa. Cabe señalar que el XML generado por la herramienta, será interoperable con el XML generado por los serializadores Web Objects in XML (WOX) existentes [1], los cuales fueron desarrollados en los lenguajes de programación Java y C#, y pueden ser descargados de [2].

Existen algunos parsers [3,4,5,6] y serializadores [7,8,9] disponibles en web de forma gratuita, que permiten la serialización de objetos C++ a XML de forma manual, sin embargo ninguno de ellos provee interoperabilidad con otros lenguajes de programación.

El resto del artículo se encuentra organizado de la siguiente manera. En la sección II se proporcionan algunos conceptos básicos para la comprensión del serializador. Las características que fueron tomadas en cuenta para analizar algunas herramientas existentes que son relevantes a nuestro proyecto, parsers y serializadores, se explican en la sección III. En la sección IV se muestra una clase utilizada para probar dichas herramientas. En la sección V se presenta información específica acerca de cada una de las herramientas divididas en parsers y serializadores. Posteriormente, en la sección VI se muestran las características del serializador propuesto, siendo comparado con los parsers y serializadores existentes. Los tipos de datos aceptados y no aceptados por el serializador propuesto, son discutidos en la sección VII. La sección VIII explica la arquitectura del serializador así como los módulos de los cuales estará compuesto. Finalmente, en la sección IX se proporcionan las conclusiones y el trabajo futuro.

II. Conceptos Básicos

La serialización es un proceso que consiste en la codificación de un objeto en un medio de almacenamiento (como puede ser un archivo, o

un buffer de memoria) con el objetivo de transmitirlo a través de una conexión en red como una serie de bytes o en otro formato como XML. La serie de bytes o el formato pueden ser usados para crear un nuevo objeto que es idéntico en todo al original, incluido su estado interno.

Al programa capaz de serializar un objeto directamente en un archivo de forma *automática* se le denomina serializador; mientras que un parser es un programa que puede leer y escribir XML en un archivo, en éste la serialización es de forma *personalizada*, es decir, la realiza el usuario del parser.

Para serializar objetos en XML, básicamente se sigue el siguiente proceso, que se puede observar gráficamente en la Figura 1.

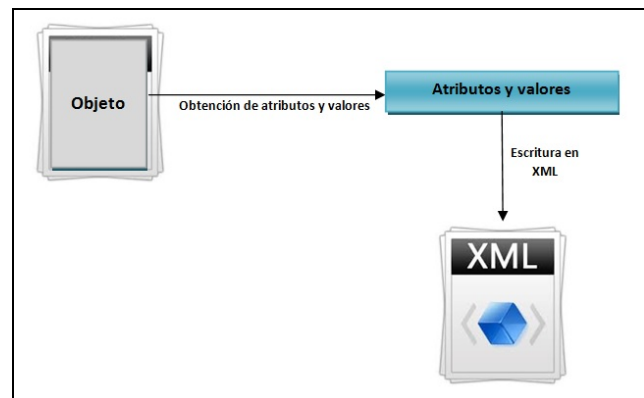


Fig. 1. Proceso de serialización.

1. Se obtiene el nombre, tipo y valor de cada uno de los atributos del objeto. Esto se realiza mediante la reflexión, la cual es la capacidad que tiene un programa para observar y opcionalmente modificar su estructura de alto nivel. Por medio de esta capacidad es posible acceder a la información de los objetos, conociendo y/o ejecutando sus atributos y métodos públicos, y todo ello en tiempo de ejecución; también se utiliza la introspección, la cual es la obtención del tipo de un dato en particular.

2. Una vez que se obtiene el nombre y valor de cada atributo del objeto a serializar, se escriben en un archivo XML. En caso de que el valor no sea tipo primitivo sino un objeto, habrá que

representar también en el documento todos los atributos de ese objeto.

El proceso inverso es el de deserialización, en el cual se siguen los siguientes pasos, y se puede observar en la Figura 2.

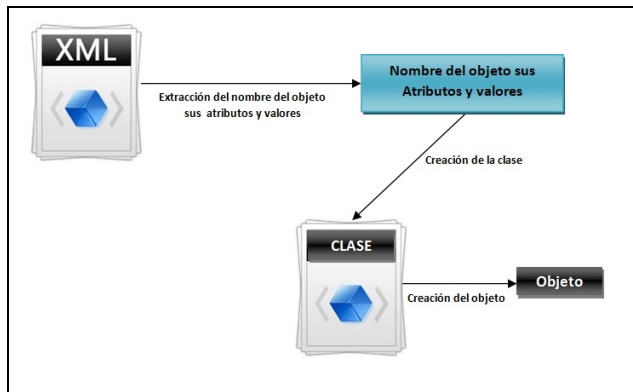


Fig. 2. Proceso de deserialización.

1. Se extrae información acerca de un objeto del archivo XML.
2. Un objeto es una instancia de una clase, por lo cual para crear el objeto es necesario primero crear una clase basándonos en la información obtenida del XML, por lo que se crea la clase.
3. Se instancia el objeto con la información obtenida del XML.

III. Características

Las herramientas de serialización de objetos C++ a XML se pueden evaluar principalmente atendiendo a los siguientes aspectos:

Interoperabilidad. Es la posibilidad de serializar un objeto en un lenguaje de programación y deserializarlo en un lenguaje distinto, y viceversa. Por ejemplo, serializar un objeto en lenguaje C++ y deserializarlo en el lenguaje Python.

Convertir directamente objeto a XML. Es la posibilidad de serializar un objeto *automáticamente* por medio de un método.

Convertir directamente XML a objeto. Es la posibilidad de obtener uno o más objetos *automáticamente* a partir de un método y un archivo XML.

Licencia gratuita. El serializador se distribuye sin costo, disponible para su uso y por tiempo ilimitado.

XML bien formado. Se refiere a un documento en el cual las etiquetas están correctamente anidadas, además de tener sus correspondientes etiquetas iniciales y finales.

Manual de usuario – documentación. La existencia de un manual para el uso del serializador.

Ejemplos de uso. La presencia de ejemplos de uso dentro de la documentación y/o manual del serializador a analizar.

IV. Clase para Estudio Comparativo

Para comparar la forma en cómo se obtiene el XML en distintos parsers y serializadores, se ha utilizado la clase *Product.cpp*, la cual se muestra en el Listado 1. Esta clase tiene atributos públicos de tipos primitivos. También tiene un constructor con parámetros y otro sin parámetros, así como métodos *get* para comprobar cómo se comportan los parsers a evaluar en diversas situaciones.

V. Herramientas Relacionadas

En esta sección se hace una revisión de herramientas existentes que están relacionadas con la serialización en XML de objetos C++. En nuestra búsqueda se encontraron los siguientes parsers y serializadores: TinyXML [3], CMarkup [4], RapidXML [5], PugiXML [6], CPGF [7], Autoserial [8] y Boost C++ [9].

a) Parsers

TinyXML. Es un parser pequeño para C++, es libre, de código abierto y capaz de analizar el XML en un árbol DOM (Document Object

Model), así como leer y escribir archivos XML. Este parser puede descargarse de [3]. TinyXML posee las siguientes características:

- Diseño fácil y rápido de aprender. Se compone de dos archivos.h y cuatro archivos .cpp
- Se distribuye bajo licencia zlib.
- No se basa en excepciones o RTTI (Run-Time Type Information). Puede ser compilado con o sin soporte STL (Standard Template Library) .
- Compatible con la codificación UTF-8, y las primeras entidades de caracteres 64k.

```
#include <iostream>
#include <string>
#include <sstream>
using namespace std;
class Product{
private:
    string name1;
    double price1;
    int grams1;
    bool registred1;
    char category1;
public:
    Product(){}
    Product(string name, double price, int
grams,bool registred, char category){
        name1 = name;
        price1 = price;
        grams1 = grams;
        registred1 = registred;
        category1 = category;
    }
    string getName(){
        return(name1);
    }
    double getPrice(){
        return(price1);
    }
    int getGrams(){
        return(grams1);
    }
    bool getRegistred(){
        return(registred1);
    }
    char getCategory(){
        return(category1);
    }
    string toString(){
        ostringstream os;
        os << "Name: " << name1 << "
Price: " << price1 << " Grams: " <<
grams1 << " Registred: " << registred1 <<
" Category: " << category1<<endl;
        return (os.str());
    }
};
```

Listado 1. Clase Product.cpp.

En la Figura 3 se muestra un objeto serializado con TinyXML.

```
<?xml version="1.0"?>
- <object>
  <field type="Ss" name="name" value="Sugar"/>
  <field type="d" name="price" value="12"/>
  <field type="i" name="grams" value="1"/>
  <field type="b" name="registred" value="true"/>
  <field type="a"/>
</object>
```

Fig. 3. Objeto serializado usando TinyXML.

CMarkup. Simple y sencillo parser para C++, crea y modifica documentos XML ya existentes. Se compone de dos archivos: Markup.cpp y Markup.hpp. Se puede descargar de [4]. Sus principales características son las siguientes:

- Facilidad de uso.
- Recupera el XML y lo almacena en una cadena.
- No requiere ningún componente externo.
- Se puede compilar en varios compiladores tales como: XCode Mac, Linux gcc, Win Visual C++.
- Utiliza STL string/wstring o CString MFC (Microsoft Foundation Classes) .

En la Figura 4 se muestra un objeto serializado con CMarkup.

```
<?xml version="1.0" encoding="UTF-8"?>
- <objects>
  - <object>
    <field type="String" value="Baked Beans" name="name"/>
    <field type="string" value="Baked Beans" name="name"/>
    <field type="double" value="1.75" name="price"/>
    <field type="int" value="250" name="grams"/>
    <field type="char" value="a" name="category"/>
  </object>
</objects>
```

Fig. 4. Objeto serializado usando CMarkup.

RapidXML. Es un parser rápido y estable de XML- DOM escrito en C++, descargable de [5] . RapidXML tiene doble licencia, una bajo el MIT y otra del software Boost; su código fuente está disponible gratuitamente. RapidXML tiene las siguientes características:

- Velocidad de análisis (incluyendo la construcción del árbol DOM).
- Asignación de memoria configurable.
- Posee sólo una cabecera de implementación, lo que simplifica el proceso de integración.

- Compatible con UTF-8 y parcialmente con UTF-16, UTF-32.
- Código fuente portable sin dependencias distintas de un pequeño subconjunto de C++ biblioteca estándar.

En la Figura 5 se muestra un objeto serializado con RapidXML.

```
<?xml version="1.0" encoding="UTF-8"?>
- <objects>
  - <object>
    <field type="String" value="Baked Beans" name="name"/>
    <field type="string" value="Baked Beans" name="name"/>
    <field type="double" value="1.75" name="price"/>
    <field type="int" value="250" name="grams"/>
    <field type="char" value="a" name="category"/>
  </object>
</objects>
```

Fig. 5. Objeto serializado usando RapidXML.

PugiXML. Es un parser ligero, rápido y sencillo para C++, descargable de [6]. PugiXML posee las siguientes características:

- Interfaz DOM.
- Biblioteca fácil de importar, implementar e integrar.
- Tiene una aplicación XPath (XML Path Language) 1.0 para las consultas de los árboles por datos complejos.
- Soporte Unicode con variantes interfaz Unicode y conversiones de codificación automática.
- Licencia MIT.

En la Figura 6 se muestra un objeto serializado con PugiXML.

```
<?xml version="1.0" encoding="UTF-8"?>
- <objects>
  - <object>
    <field type="String" value="Baked Beans" name="name"/>
    <field type="string" value="Baked Beans" name="name"/>
    <field type="double" value="1.75" name="price"/>
    <field type="int" value="250" name="grams"/>
    <field type="char" value="a" name="category"/>
  </object>
</objects>
```

Fig. 6. Objeto serializado usando PugiXML.

b) Serializadores

CPGF. Es una biblioteca de código abierto, multiplataforma para lenguaje C++; agrega

características interesantes como la reflexión, serialización, unión de script y devoluciones de llamada en el estándar C++. Esta biblioteca puede ser descargada en [7], y permite guardar datos y objetos C++ en 3 distintos formatos de almacenamiento:

1. Secuencia de texto - Uso de secuencia de texto como forma almacenamiento.
2. XML - Uso de XML como almacenamiento.
3. JSON - Uso de JSON como almacenamiento.

Este serializador no funcionó correctamente, por lo que no se realizaron pruebas.

Autoserial. es una biblioteca de C++ que intenta resolver deficiencias de C++, tales como la reflexión y la serialización. Esta biblioteca puede ser descargada de [8]. Autoserial posee las siguientes características:

- Capaz de serializar objetos complejos.
- Los objetos serializables pueden ser escritos en archivos binarios, documentos XML o en sockets para ser enviados a través de la red.
- Las aplicaciones paralelas que utilizan la biblioteca MPI (Message Passing Interface) pueden utilizar los envoltorios MPI (Message Passing Interface) con el fin de enviar y recibir objetos serializables.

Este serializador no funcionó correctamente por lo que no se realizaron pruebas.

Boost C++. Conjunto de bibliotecas C, las cuales permiten parsear una estructura en C++. Descargable de [9]. Posee las siguientes características:

- La portabilidad de código sólo depende de ANSI C++.
- Permite explotar las características de C++ como RTTI, plantillas y herencia múltiple, etc.
- Versiones independientes para cada definición de clase.
- Restauración adecuada de punteros a los datos compartidos.

- Serialización de contenedores STL y otras plantillas utilizadas.
- Portabilidad de datos, pueden ser leídos independientemente de la plataforma.
- Interfaz de archivo simple para permitir fácilmente la creación de un nuevo tipo de archivo.
- Interfaz de archivo suficientemente rica como para permitir la creación de un archivo, en el cual se presentan los datos serializados como XML de una manera útil.

En la Figura 7 se muestra un objeto serializado con Boost.

```
<?xml version="1.0"?>
- <object>
  <name>Baked beans</name>
  <price>1.75</price>
  <grams>120</grams>
  <registred>true</registred>
  <category>a</category>
</object>
```

Fig. 7. Objeto serializado usando Boost.

VI. Serializador propuesto

A continuación se muestra en la Tabla 1 una comparación de las características que posee cada uno de los diferentes serializadores y parsers analizados, junto con las características que tendrá el serializador propuesto.

Serializadores/Parsers	TinyXML	Cmarkup	RapidXML	PugiXML	CPGF	Autoserial	Boost	S.Propuesto
Características								
Interoperabilidad	No	No	No	No	No	No	No	Si
Convertir objetos-XML	No	No	No	No	No	No	No	Si
Convertir XML – objeto	No	No	No	No	No	No	No	Si
Licencia gratuita	Si	No	Si	Si	Si	Si	Si	Si
XML bien formado	Si	Si	Si	Si	Si	Si	Si	Si
Documentación/Manual	Si	Si	Si	Si	Si	Si	Si	Si
Ejemplos de uso	Si	Si	Si	Si	Si	Si	Si	Si

Tabla 1. Comparación de parsers y serializadores.

VII. Tipos de Datos Aceptados por el Serializador Propuesto

Dado que la interoperabilidad es una característica importante en el serializador propuesto, se toman en cuenta los tipos de datos existentes y equivalentes en los lenguajes con los cuales se quiere mantener una interoperabilidad, en este caso los tipos de datos de WOX. La Tabla 2 muestra los distintos tipos de datos equivalentes de WOX al lenguaje C++.

a) Tipos de Datos no Existentes en Lenguaje C++ pero sí en WOX

Como se puede observar en la Tabla 2 existen tipos de datos que no existen en el lenguaje C++, como es el caso del tipo de dato *byte*. En lenguaje

C++ no existe un tipo de dato *byte*, por lo que será convertido a un tipo de dato más cercano al equivalente, en este caso *int*. Al realizar dicho proceso de conversión, si el objeto se desea deserializar de nuevo a WOX este regresaría como un tipo de dato *int*, lo cual provocaría un conflicto y podría haber pérdida de información; para dar solución a ello mientras el objeto que posee algún tipo de dato con esa situación se serializa se creará un archivo externo *tipos.txt*, el cual contendrá una anotación que indique que el tipo de dato que es ahora serializado a *int* era en realidad un *byte*. El esquema de este proceso puede ser observado en la Figura 8.

En el caso del tipo de dato *Object*, es importante señalar que la clase *Object* es la clase raíz de todo el árbol de la jerarquía de clases en Java y C#.

Object proporciona un cierto número de métodos de utilidad general que pueden utilizar todos los objetos. En C++ no existe una clase raíz, sin embargo esto no afecta el proceso de serialización y deserialización ya que cada objeto posee un tipo propio.

WOX	C++
byte	int
short	short
int	int
long	long
float	float
double	double
char	char
boolean	boolean
string	string
object	----
array	array
list	vector
map	map
class	----

Tabla 2. Tipos de datos de WOX a C++.

En cuanto al tipo de dato *Class* fue creado con la idea de funcionar con un framework de objetos distribuidos de WOX, por lo que no afecta su serialización y deserialización.

b) Tipos de Datos no Considerados para el Serializador Propuesto

Los tipos de datos que no serán cubiertos con el serializador serán aquellos que no aparezcan dentro de la Tabla 2. En caso de tratar de serializar algún tipo de dato distinto a los mencionados en dicha tabla, el serializador enviará una advertencia de que ese dato no fue serializado dado que no se encuentra entre los tipos de datos serializables. Algunos de los tipos de datos que no se contemplan en esa lista y sus razones se exponen a continuación:

Enum. La declaración de un tipo enumerado es simplemente una lista de valores que pueden ser

tomados por una variable de ese tipo. Los valores de un tipo enumerado se representan con identificadores, que serán constantes del nuevo tipo. Dado que WOX no soporta enumeraciones, no se considera este tipo de dato para la serialización, debido a que si se serializara este tipo de dato, no habría forma de deserializarlo en otro lenguaje, con lo cual se perdería interoperabilidad.

Unión. Las uniones son un tipo especial de estructuras que permiten almacenar elementos de diferentes tipos en las mismas posiciones de memoria, aunque no simultáneamente. La palabra clave *union* es opcional en la declaración de objetos en C++, aunque en C es obligatoria. Dado que WOX no soporta el tipo unión, tampoco se considera para el serializador propuesto.

Apuntadores. Un apuntador es una variable que guarda la dirección de memoria de otro objeto. Un apuntador puede apuntar a un objeto de cualquier tipo, como por ejemplo, a una estructura o a una función. Los apuntadores se pueden utilizar para referenciar y manipular estructuras de datos, para referenciar bloques de memoria. Dado que los apuntadores hacen referencia a una dirección de memoria de la computadora en la que se está trabajando, no tiene sentido serializar esa dirección ya que en otra computadora esa dirección podría contener un dato distinto, por lo que los apuntadores no se consideran para el serializador propuesto.

Registros (Struct). Las estructuras son llamadas también muy a menudo registros, o en inglés records. Tienen muchos aspectos en común con los registros usados en las bases de datos. Las estructuras pueden referenciarse completas, usando su nombre, como se hace con los objetos que ya se conocen previamente, y también se puede acceder a los elementos definidos en el interior de la estructura. Sin embargo, dado que no existen en los tipos de datos serializables con el serializador WOX, se descarta su serialización con el serializador propuesto.

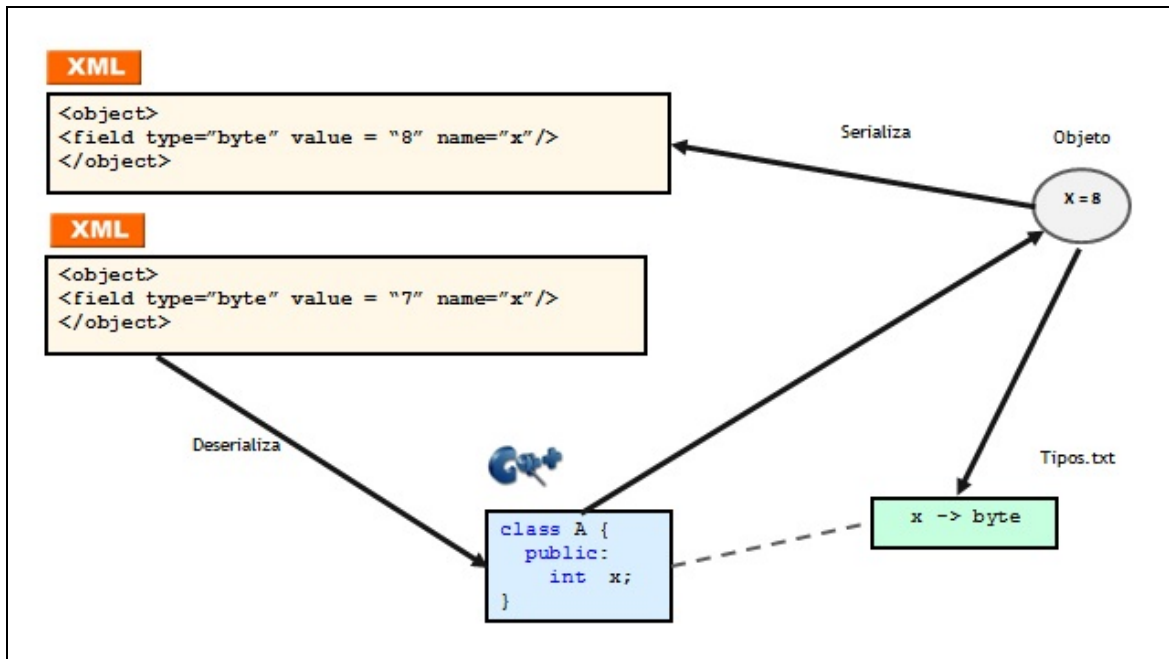


Fig. 8 Proceso de serialización y deserialización.

VIII. Arquitectura del Serializador

Para la implementación del serializador de objetos en lenguaje C++, se contempla la creación de los siguientes módulos y documentación:

Módulo Serializador Objetos-XML. Este módulo será capaz de pasar directamente a XML objetos del lenguaje de programación C++; los tipos de datos que podrán ser serializados se muestran en la Tabla 2. Este módulo permitirá generar el árbol DOM con ayuda de un parser, así como la escritura del mismo en formato WOX.

Módulo Deserializador XML-Objetos. Este módulo será capaz de pasar un documento XML con un formato específico (este formato estará basado en la serialización de WOX), a objetos del lenguaje de programación C++.

Módulo Generación de Clases en C++. Este módulo servirá para la generación de clases en C++; tomará la estructura del archivo XML, para generar una clase con el nombre indicado, sus atributos y constructor correspondiente.

Sitio Web con Ejemplos para el Serializador y Deserializador. En esta etapa se desarrollará un sitio web fácil de usar que contenga la siguiente información acerca del serializador:

1. Información acerca de cuáles son las limitaciones y alcances del serializador y deserializador.
2. Instrucciones de la instalación del serializador.
3. Descripción de los métodos, así como valores de entrada y salida que utiliza dicho serializador.
4. Descripción del serializador en general y de cada uno de sus módulos.
5. Enlace para descargar el serializador.
6. Ejemplos de uso para cada uno de los objetos y los tipos de datos que se pueden serializar.
7. Serializadores con los cuales es interoperable y sus enlaces correspondientes.

IX. Conclusiones y Trabajo Futuro

Este artículo presentó una propuesta de un serializador y deserializador en C++ de objetos a XML, interoperable con los serializadores WOX existentes [1], los cuales utilizan los lenguajes de programación Java y C# .

El trabajo futuro incluye el desarrollo de cada uno de los módulos explicados en la sección anterior, así como las pruebas de dicha herramienta, las cuales evaluarán su funcionalidad y su interoperabilidad con los serializadores WOX existentes. El serializador y deserializador se encontrará disponible en su propio sitio web, con su documentación y ejemplos de uso correspondientes.

X. Referencias

- [1] C. R. Jaimez-González, S. M. Lucas, E. López-Ornelas, "Easy XML Serialization of C# and Java Objects". In Proceedings of the Balisage The Markup Conference 2011, Balisage Series on Markup Technologies, Volume 7 (2011), Montreal, Canada, 2-5 August 2011.
- [2] Web Objects in XML (WOX). Disponible en: <http://woxserializer.sourceforge.net/>. Último acceso en Junio de 2013.
- [3] Parser TinyXML. Disponible en: <http://www.grinninglizard.com/tinyxml/>. Último acceso en Junio de 2013.
- [4] Parser CMarkup. Disponible en: http://www.firstobject.com/dn_markup.htm. Último acceso en Junio de 2013.
- [5] Parser RapidXML. Disponible en: <http://rapidxml.sourceforge.net/>. Último acceso en Junio de 2013.
- [6] Parser PugiXML. Disponible en: <http://pugixml.org/>. Último acceso en Junio de 2013.
- [7] Serializador CPGF. Disponible en: <http://www.cpgf.org/>. Último acceso en Junio de 2013.
- [8] Serializador Autoserial. Disponible en: <http://home.gna.org/autoserial/>. Último acceso en Junio de 2013.
- [9] Serializador Boost C++. Disponible en: <http://www.boost.org/>. Último acceso en Junio de 2013.
- [10] Cmake. Disponible en: <http://www.cmake.org/>. Último acceso en Junio de 2013.
- [11] Run-Time Type Information. Disponible en: <http://msdn.microsoft.com/en-us/library/b2ay8610.aspx>. Último acceso en Junio de 2013.
- [12] C++ Typecasting. Disponible en: http://www.codingunit.com/cplusplus-tutorial-typecasting-part-2-rtti-dynamic_cast-typeid-and-type_info. Último acceso en Junio de 2013.
- [13] Programación en C++. Disponible en: http://es.wikibooks.org/wiki/Programaci%C3%B3n_en_C/Tipos_de_datos. Último acceso en Junio de 2013.
- [14] C++ con clase. Disponible en: <http://c.conclase.net/>. Último acceso en Junio de 2013.
- [15] Referencia de nmake. Disponible en: [http://msdn.microsoft.com/es-es/library/dd9y37ha\(v=vs.80\).aspx](http://msdn.microsoft.com/es-es/library/dd9y37ha(v=vs.80).aspx). Último acceso en Junio de 2013.
- [16] Reflection for C. Disponible en: <http://www.garret.ru/cppreflection/docs/reflection.html>. Último acceso en Junio de 2013.
- [17] Aspects of Reflection in C++. Disponible en: <http://www.openstd.org/jtc1/sc22/wg21/docs/papers/2005/n1751.htm>. Último acceso en Junio de 2013.
- [18] LibReflection. Disponible en: <http://www.codeproject.com/Articles/8712/AGM-LibReflection-A-reflection-library-for-C>. Último acceso en Junio de 2013.
- [19] H.M. Deitel , P.J. Deitel, Cómo programar en C++, Sexta Edición, 2009, Prentice Hall, México, 1112 páginas.

XI. Autores

Lidia Nayelli Hernández Piña es estudiante del noveno trimestre de la Licenciatura en Tecnologías y Sistemas de Información, en la

Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Cuajimalpa. Sus intereses se centran en el desarrollo de aplicaciones web, la integración de sistemas, XML y las tecnologías relacionadas.

Carlos Roberto Jaimez González obtuvo el doctorado en Ciencias de la Computación y la maestría en Tecnologías para Comercio Electrónico, ambos por la Universidad de Essex, Reino Unido; también es Licenciado en Computación por la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Iztapalapa. Actualmente es profesor investigador del Departamento de Tecnologías de la Información, de la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Cuajimalpa. Dentro de sus intereses de investigación están los sistemas distribuidos, los servicios web, los objetos distribuidos, la interoperabilidad de sistemas, el desarrollo de aplicaciones para comercio electrónico, y los sistemas de agentes para comercio electrónico.

Aplicación Móvil para Proporcionar Información Sensible a la Ubicación (Contexto)

**Cesar Morales Garduño, Rafael Eduardo González Mondragón, R. Carolina Medina-Ramírez,
Miguel López Guerrero**

Universidad Autónoma Metropolitana - Iztapalapa, Av. San Rafael Atlixco No. 186, Col. Vicentina, Del. Iztapalapa, D. F., México, C. P. 09340, 01 (55) 5804 4600, cmed@xanum.uam.mx, milo@xanum.uam.mx.

Resumen

En este artículo, se describe el procedimiento que se llevó a cabo para la realización de una aplicación móvil en la plataforma Android. El objetivo de la misma es proveer información correspondiente a la ubicación y descripción de diferentes entidades como: edificios, profesores y UEA's en un contexto específico. La utilizando de códigos QR son considerados en esta aplicación.

Palabras Clave: Android, SQLite, Base de Datos, dispositivo Móvil, códigos QR.

I. Introducción

Las personas somos cada vez más demandantes de información precisa en el momento y lugar en donde nos encontramos. Los dispositivos y programación móvil han contribuido en gran parte a satisfacer esta necesidad, sin embargo, la ubicación (contexto) es un factor importante para poder proporcionar la información requerida. Considerar tecnologías que permitan detectar la ubicación y características de un lugar (edificio, laboratorio, sala, etc.), de una persona (profesores) o de un curso (Unidades de Enseñanza – Aprendizaje) son necesarias. En este proyecto de investigación se trata de fusionar por un lado, el abastecimiento de información sensible a la ubicación (contexto) a través de códigos QR y por el otro, considerar los perfiles de algunos usuarios que prefieren el uso de dispositivos móviles. Se considera un contexto de estudio para caracterizarlo y vincularlo con códigos QR. La aplicación descrita en este artículo se considera escalable y adaptable a otros contextos. El contexto de estudio está conformado por la infraestructura y profesores del área de Redes y Telecomunicaciones (RyT) del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Iztapalapa (UAM-I). Mediante la aplicación se quiere proporcionar información sensible a la

ubicación para los usuarios (alumnos, profesores, público en general), mediante la lectura de códigos QR instalados en lugares específicos. Para la versión de la aplicación descrita en este documento, la información queda almacenada en el dispositivo móvil en una base de datos propia.

La estructura del artículo es la siguiente. En la Sección II se introducen los supuestos y requerimientos de la aplicación, así como conceptos básicos sobre los códigos QR. En la Sección III se describe la arquitectura de la aplicación y su desarrollo. La Sección IV describe el escenario establecido para valorar la aplicación móvil, así como algunos resultados son comentados. En la Sección V se presentan algunas conclusiones y trabajo futuro.

II. Antecedentes

En los últimos años, las aplicaciones móviles han cobrado importancia al ser no solo medios de difusión de información, sino servir de “guías” en contextos desconocidos [1,2]. En este proyecto se consideró desarrollar una aplicación móvil para proveer información correspondiente a la infraestructura, profesores y cursos (UEAs) de la UAM-I. Esta información es provista ya sea a través de códigos QR, o mediante la navegación dentro de la misma aplicación. Se consideró

desarrollar una aplicación móvil que sea: intuitiva, ligera, actualizable y escalable. Se realizó una investigación sobre las tecnologías requeridas para el desarrollo de la aplicación, así como el alcance que se piensa obtener en la primera versión de la misma. Se optó por: realizar la aplicación para ejecutarse sobre una tableta, por la comodidad de tener un área de visión más amplia que en un teléfono celular. Tener una Base de Datos (edificios, salas, profesores, UEAs) dentro de la aplicación que puede actualizarse a través de una herramienta externa (SQLite) y no mediante conexiones a un servidor. Por razones de tiempo de desarrollo acordado para la aplicación, éste último enfoque quedó como trabajo futuro. El sistema operativo elegido fue Android 3.0 (Honeycomb) [3,4] y para el manejo de la base de datos SQLite3 [5] por tener la característica de ser muy ligera y no requerir demasiadas peticiones de ejecución del procesador, ahorrando la batería del dispositivo.

Los códigos QR (Quick Response code) son imágenes que permiten almacenar información en una matriz de puntos o un código de barras bidimensionales [6]. Este tipo de tecnología ha adquirido gran popularidad. Se requiere de aplicaciones específicas para generarlos (almacenar la información requerida) y leerlos [7]. Para la tecnología de lectura de códigos QR, se utilizó ZXing (pronunciado "Zebra Crossing") [8]. La cual es una biblioteca de software libre para procesamiento de imágenes de barras 1D-2D multiformato, implementado en Java. A través de la cámara del dispositivo móvil, se puede escanear y decodificar códigos de barras en el dispositivo, sin comunicación con algún servidor, dándole portabilidad a la aplicación. En nuestra aplicación se consideró utilizarlos para guardar ciertos descriptores para caracterizar un lugar y poder apuntar con ellos a la o las tuplas correspondientes en la base de datos. La Fig. 1, muestra un ejemplo de los descriptores embebidos en el código QR.

Una vez entendido el desarrollo de aplicaciones en Android y la tecnología QR se pasó a la tarea de analizar la información que podría ser

interesante a mostrar con la aplicación, por ejemplo:

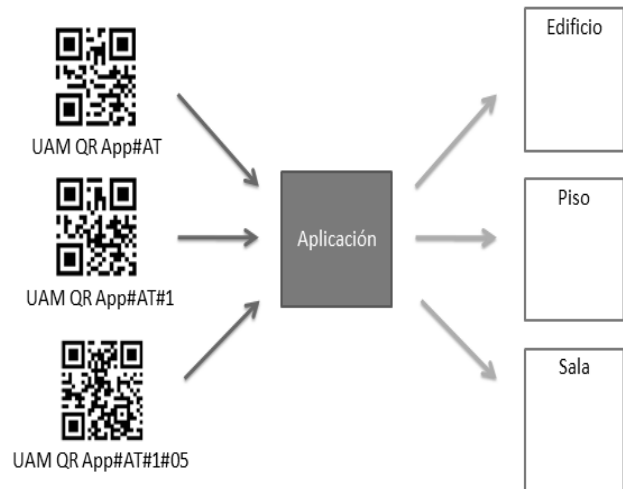


Fig. 1. Información del código QR: Edificio, Piso y Sala.

1. Ubicación de la oficina de un profesor.
2. Salón asignado para un grupo de determinada Unidad de Enseñanza-Aprendizaje (UEA).
3. Información correspondiente a un piso/edificio específico.
4. Encargado de un laboratorio.
5. Grupos abiertos para una determinada UEA.
6. Horario de clases de un estudiante.
7. Salas que se encuentran en un edificio.
8. Profesores que se encuentran en un cubículo.
9. UEAs que se imparten en un salón.
10. Oficinas asignadas a un área de investigación.

La Fig 2, muestra el modelo de datos correspondiente a los puntos anteriores. Por ejemplo, un profesor tiene como atributos (descriptores) un identificador (id), un nombre, apellidos, email y una descripción. Un piso tiene un identificador de piso, un número de piso, una descripción así como un edificio al cual pertenece el piso. Se implementó la base de datos en función de los atributos mencionados y se ingresaron algunas tuplas (datos), tomadas del contexto de estudio: Área RyT. En particular se capturaron datos sobre:

- Profesores
- Aulas
- Laboratorios
- Oficinas (cubículos)
- Unidades de Enseñanza-Aprendizaje

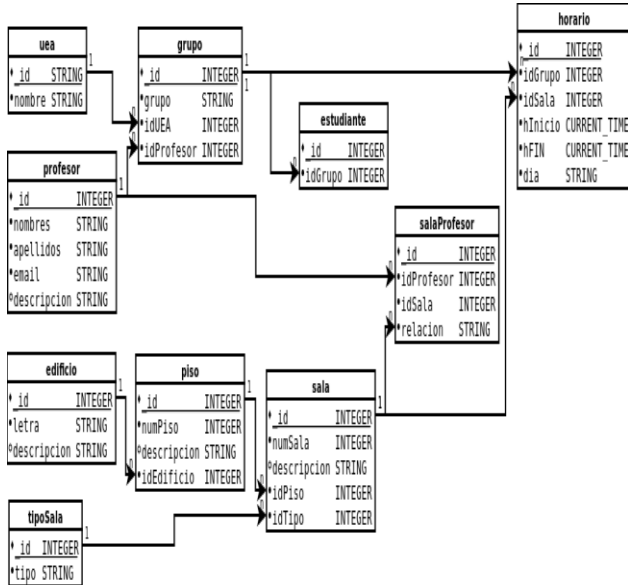


Fig. 2. Modelo de datos de la aplicación.

Para nuestra aplicación se generaron varios códigos QR a través de la herramienta en línea gratuita [5], y se colocaron en lugares específicos para en su momento hacer pruebas. Después de generar los códigos, QR, se diseñó la aplicación que considera el diagrama de navegación y pantallas (ver Fig. 3).

III. Arquitectura

Con base a lo descrito en la sección anterior, la arquitectura propuesta para la aplicación móvil consta de tres grandes módulos: Interfaces, Clases y Utilidades (ver Fig. 4). Los detalles se dan a continuación.

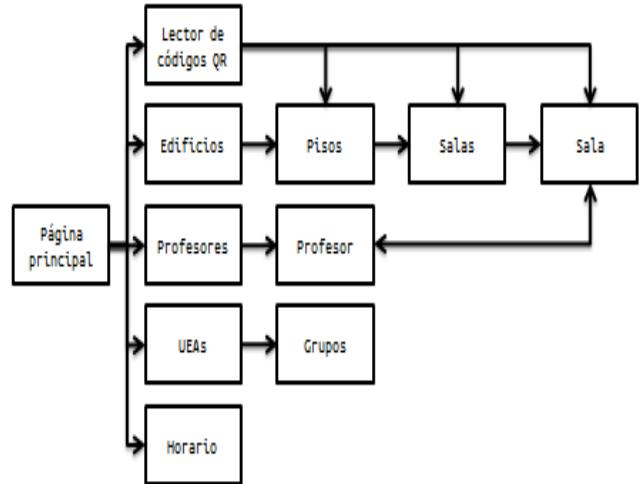


Fig. 3. Diagrama de navegación de la aplicación.

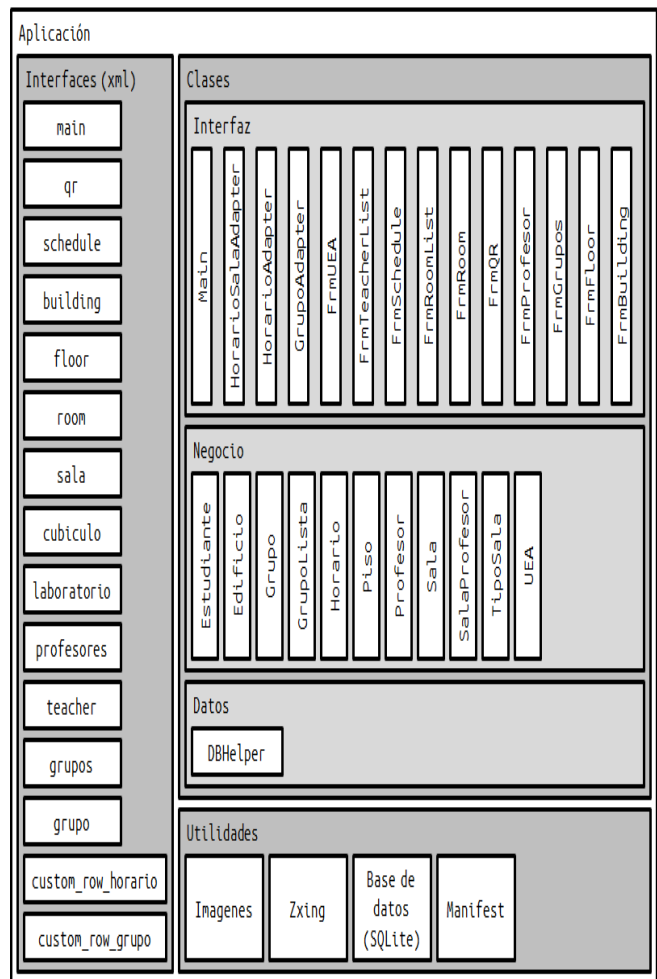


Fig. 4. Arquitectura de la aplicación móvil.

1. **Generación de la aplicación.** En el entorno de desarrollo Android ADT, se creó un nuevo proyecto de aplicación Android, llamado UAM QR App, que contiene los archivos fuente de la aplicación desarrollada.
2. **Carpetas "res/drawable/".** Contienen las imágenes en formato PNG, que sirven para dar una mejor apariencia a la aplicación.
3. **Layouts.** En la carpeta "res/layout/" del proyecto, se generaron los archivos XML que contienen el código fuente de las interfaces que se van a presentar en la aplicación. Se generaron 2 interfaces especiales (custom_row_grupo.xml, custom_row_horario.xml), para poder presentar la información enlistada para cada grupo de la UEA, así como también para cada elemento de la lista del horario del usuario.
4. **Manejador de la base de datos.** Se desarrolló la base de datos con respecto a los requerimientos y al diseño antes establecidos con el entorno de desarrollo por línea de comandos SQLite [3], así como algunas consultas en código SQL, para la utilización en la aplicación. En SQLite, se generó el archivo uamdb.db. el archivo generado se colocó en la carpeta "assets".
5. Clases abstractas para los registros de la base de datos. Para una correcta manipulación de los datos (BD), se generaron las clases respectivas (ver Fig. 4). Contienen atributos intrínsecos a los registros o consultas, así como los métodos necesarios para su creación, lectura y modificación de sus atributos. Se procedió a generar el archivo DBHelper.java, el cual contiene todos los procedimientos necesarios para la creación y consulta de la base de datos generada anteriormente.
6. **Utilidades.** Se crearon además, unas clases que se requieren para el correcto llenado de las listas de los horarios, las cuales identificamos con la terminación "Adapter" al final del nombre de los archivos.
7. **Decodificador QR.** También se agregó la biblioteca de lectura de códigos QR, descargando el archivo core.jar y agregándolo a la lista de bibliotecas disponible en la aplicación.
8. **Intents.** Se generaron las clases necesarias para la generación y comportamiento de cada una de las pantallas requeridas en la aplicación. En la cual agregamos los comportamientos de los botones y listas de la aplicación para la navegación entre interfaces.
9. **Permisos (Manifest.xml).** Por último, otorgamos los permisos pertinentes para cada una de las interfaces de la aplicación.

IV. Valoración y Resultados

Se realizó una evaluación empírica tomando una muestra de usuarios potenciales de la aplicación (alumnos y público en general). Se les proporcionó una tableta con la aplicación en ejecución y se les dejó utilizarla con el fin de evaluar la aplicación en el contexto universitario (UAM-I). Al finalizar la sesión de uso, se les aplicó un cuestionario para valorar la aplicación. Las preguntas del cuestionario fueron las siguientes:

1. ¿Dispositivo en que utilizaría la aplicación?
 - a. Tableta
 - b. Celular
 - c. Ambos
2. ¿Su consulta en la aplicación fue exitosa?
 - a. Si

- b. No
- 3. ¿La interfaz de la aplicación le fue?
 - a. Intuitiva
 - b. Regular
 - c. Confusa
- 4. ¿Usted considera que la aplicación le sería de utilidad dentro la universidad (UAM-I)?
 - a. Si
 - b. No
- 5. ¿La aplicación le pareció?
 - a. Rápida
 - b. Regular
 - c. Lenta

El cuestionario aplicado a una muestra de 30 personas: alumnos (20), profesores (5) y público en general (5), mostró lo siguiente: la aplicación respondió a las necesidades de búsqueda de información correspondientes a la ubicación y descripción de un edificio, profesor y UEA en particular (dónde se imparte y laboratorio asociado). La mayoría de los usuarios preferiría usar su teléfono celular para manejar la aplicación, sin embargo consideraron la aplicación intuitiva y rápida. Cabe resaltar que las personas de la muestra consideraron de utilidad este tipo de aplicaciones para su ubicación en el entorno de la universidad, ya que les permite tener una concentración de información accesible en tiempo real, sin necesidad de conexión a algún servidor.

V. Conclusiones y trabajo futuro

Después de haber realizado pruebas y someter la aplicación a una valoración por usuarios potenciales, se llegó a la conclusión de que se obtuvo una aplicación estable (GooglePlay) y con un rendimiento aceptable. A pesar de ser una primera versión, cumple con las expectativas planteadas al inicio del desarrollo. Como trabajo futuro se considera formalizar las pruebas de calidad de software correspondientes a la aplicación, desarrollar la conexión con un servidor que contenga la información requerida y actualizada (en tiempo real), aligerando el tamaño en disco de la aplicación. Logrando así

una mejor respuesta de ejecución, así como evitar la necesidad de actualizar la aplicación por completo. Finalmente, considerar la versión para teléfonos celulares, así como otro tipo de entrada de datos como los RFID (Radio Frequency Identification) son características a considerar en versiones futuras de la aplicación.

VI. Referencias

- [1] G. Ghiani, C. Santoro, L. Davide Spano. A location-aware, multidevice museum guide. *Interacting with Computers* Volume 21, Issue 4. Pp. 288-303,2009
- [2] Semantic Web Technologies for Mobile Context-Aware Services. Carnegie Mellon University. AFRL-IF-RS-TR-2006-89. Final Technical Report, March 2006.
- [3] W.M. Lee, *Begining Android™ Application Development*. 1ra Edición. 2011. Wiley Publishing Inc. Indianapolis, Indiana.
- [4] Android.Developers <http://developer.android.com/sdk/index.html>. Enero 2013
- [5] SQLite. <http://www.sqlite.org>. Febrero 2013.
- [6] Quick Response Code (código QR). http://es.wikipedia.org/wiki/Código_QR. Mayo 2013
- [7] Kaywa QR Code. <http://qrcode.kaywa.com/>. Mayo 2013.
- [8] ZXing. <https://code.google.com/p/zxing/>. Mayo 2013.

VII. Autores

Cesar Morales Garduño estudiante de la Licenciatura en Computación en la Universidad Autónoma Metropolitana.

Rafael Eduardo González Mondragón estudiante de la Licenciatura en Computación en la Universidad Autónoma Metropolitana.

Dra. R. Carolina Medina-Ramírez Obtuvo su grado de Doctor en Ciencias (especialidad Computación) de la Universidad de Nice-Sophia Antipolis, Francia en 2003. Desde septiembre de 2005 es profesora adscrita al Departamento de Ingeniería Eléctrica en la UAM unidad Iztapalapa. Actualmente es jefa del Área de investigación de Redes y Telecomunicaciones. Sus intereses de investigación incluyen web semántica y datos abiertos enlazados.

Dr. Miguel López Guerrero Obtuvo su grado de Doctor en Ingeniería Eléctrica en la Universidad de Ottawa en 2004. Desde septiembre de 2004 es profesor adscrito al Departamento de Ingeniería Eléctrica en la UAM unidad Iztapalapa. Sus intereses de investigación incluyen modelado y evaluación de sistemas de comunicaciones.

Comparación de Desempeño en Distintos Escenarios de una Maqueta OpenFlow

Rebeca Mayumi Park Campos, Elena Eunise Baack Valle

Instituto Tecnológico Autónomo de México, Río Hondo No. 1 Col. Progreso Tizapán México D.F., (55) 5628-4000, rparkcam@itam.mx.

Universidad de Quintana Roo, Boulevard Bahía Esq. Ignacio Comonfort s/n Del Bosque Chetumal Quintana Roo, 01 983 832 1903, nicebaack@uqroo.mx.

Resumen

Este trabajo consistió en la comparación de evaluación del desempeño de una red basada en OpenFlow en escenarios distintos. El primer escenario consistió en una emulación virtualizada de una red, el segundo consistió en la emulación del conmutador OpenFlow en una red física, y por último, en la red anteriormente desplegada se sustituyó el conmutador OpenFlow emulado por un conmutador físico de bajo desempeño. Para la evaluación de desempeño se realizaron pruebas con dos configuraciones, una configuración era el conmutador OpenFlow en modalidad de concentrador y la otra en modalidad de LearningSwitch; las pruebas consistieron en la modificación de las tasas de transmisión y posteriormente se realizó una comparación gráfica del impacto en el desempeño de cada escenario. Al final se concluyó que el protocolo OpenFlow si provee una mejor en el desempeño de una red al utilizar tráfico basado en flujos.

Palabras Clave: Conmutador OpenFlow, Desempeño, flujos.

I. Introducción

Con el fin de innovar y desarrollar nuevos avances en las redes digitales, que hoy en día son un elemento crítico y fundamental para prácticamente todas las organizaciones, surge la necesidad de desplegar alternativas competitivas a las tecnologías de red tradicionales, de facilitar a los investigadores la experimentación con nuevas tecnologías y arquitecturas con tráfico real, y de crear una forma viable para la implementación de nuevas arquitecturas de red [1]. Esto ha llevado a proponer la arquitectura, las políticas, las metodologías y las herramientas necesarias para el escenario de una red virtual multi-servicios. La solución, muy prometedora, se encuentra en las redes definidas por software

En el documento se hablará primero de las redes definidas por software y el protocolo OpenFlow,

después se describirán los tres escenarios de red realizados para pasar a la descripción de las configuraciones ejecutadas para las pruebas de desempeño y por último se comentaran los resultados obtenidos.

A. Redes Definidas por Software

Las redes definidas por software (SDN – Software Defined Networks) son una arquitectura de red en la cual el control se desvincula del hardware y se pasa a una plataforma de software [2]. Esto permite controlar el comportamiento de la red con un software de control único de alto nivel.

En las redes convencionales cuando un paquete llega al conmutador las reglas incorporadas en el firmware propietario del conmutador le dicen hacia dónde reenviar el paquete. En una red SDN el operado de la red utiliza software creado por

desarrolladores para direccionar el tráfico de forma particular desde una consola o un servidor control centralizado; el operador puede cambiar las reglas de acuerdo a las necesidades de la red como priorizar, despriorizar o negar el paso a tipos específicos de paquetes, entre otras [2].

Las SDN buscan dejar un espacio, tan amplio como sea posible, para la innovación y el desarrollo al no tener a la lógica del controlador atada al hardware. En este escenario, el único lugar donde los estándares y protocolos entran en juego es en el lenguaje que utiliza el controlador para traducir la información de las aplicaciones hacia el plano de datos de los conmutadores y es aquí donde OpenFlow toma importancia [3].

B. OpenFlow

El protocolo OpenFlow surge después de 6 años de investigación entre la Universidad de Stanford y Berkeley. Proveyendo una solución en potencia para fomentar la innovación de redes basándose en dispositivos de conmutación comerciales OpenFlow permite a un servidor comunicarle a la red hacia dónde mandar los paquetes y cómo tratarlos [4]. OpenFlow introduce un estándar para el protocolo de control del comportamiento de la red haciendo que las decisiones de envío de paquetes se centralicen, logrando la programación independiente de la red [2]. Permite la separación del plano de control del plano de datos habilitando las SDN y ha sido bien aceptado por la forma en que atacó el tema polémico de compatibilidad, pues se maneja como una actualización, una mejora, en el firmware de los conmutadores para poder soportarlo.

OpenFlow consiste de tres partes:

1. Tablas de flujos en los nodos de conmutación
2. Un controlador

de

3. Un protocolo para que el controlador se comunique de forma segura con los nodos vía Secure Socket Layer.

Las tablas de flujo se encuentran en los conmutadores y el controlador platica con los conmutadores por el protocolo de OpenFlow imponiendo ciertas políticas en los flujos. Estas políticas pueden permitir a los conmutadores establecer caminos óptimos sobre la red para características específicas, como pueden ser: ingeniería de tráfico, enrutamiento, autenticación, control de acceso, monitoreo, diagnóstico, menor número de saltos o reducción de latencia.

Las instrucciones de envío se basan en un flujo que consta de todos los paquetes que comparten un conjunto común de características. Una gran variedad de parámetros puede especificarse para definir un flujo [5].

Los flujos se definen mediante la combinación de una tupla de 10 elementos que son parte de los encabezados de las capas 2, 3 y 4 del modelo OSI y son:

1. Puerto de entrada del conmutador
2. Dirección fuente MAC
3. Dirección destino MAC
4. Tipo Ethernet
5. VLAN ID
6. Dirección IP origen
7. Dirección IP destino
8. Protocolo IP
9. Puerto TCP/UDP origen
10. Puerto TCP/UDP destino

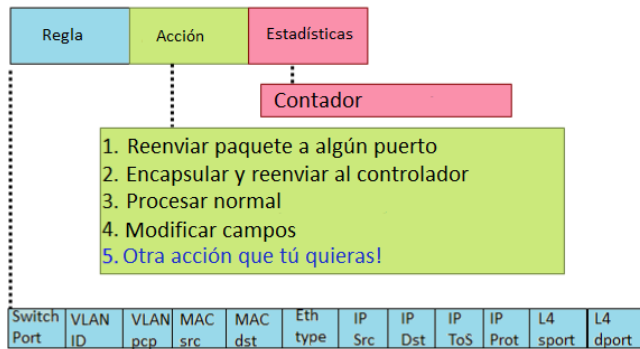


Fig. 1. Tabla de flujo.

El controlador indica al conmutador la serie de parámetros que definen a cada flujo, cómo los paquetes, que coinciden con el flujo, deben ser procesados y por qué caminos serán enviados [5] ver Fig. 1. El resultado es un tráfico que fluye sobre la red en caminos óptimos predeterminados por el controlador y desarrollados por los conmutadores.

La metodología implementada en OpenFlow permite darles a los recursos de la red un uso mucho más eficiente [4].

Conmutador OpenFlow: El conmutador OpenFlow es un dispositivo de conmutación comercial cuyo firmware soporta el protocolo OpenFlow y su forma de trabajo consiste en reenviar el tráfico, basado en flujos, de acuerdo a la lógica de control que le imponga un controlador externo. Puede agregar, modificar o eliminar reglas en las tablas de flujo ya existentes y puede agregar o eliminar nuevas tablas de flujo con sus reglas.

Controlador: El controlador es donde se encuentra el plano de control quien a su vez es la lógica para controlar el procedimiento de envío de la red. Es una entidad centralizada que se encarga de indicarle al conmutador OpenFlow la serie de parámetros que definirán a cada flujo y cómo los paquetes que coinciden con el flujo deben ser procesados.

II. Desarrollo

El objetivo principal de los tres escenarios fue visualizar el impacto que tiene sobre la red la implementación del protocolo OpenFlow.

Para los tres distintos escenarios de red se utilizó el controlador externo POX. POX es una plataforma para el desarrollo y creación de prototipos de software de control de red basado en SDN [6].

Para los escenarios se contó con Desktops DELL OptiPlex-GX260 con un procesador Intel Pentium 4 3.40GHz x 2, memoria RAM de 2 GB, sistema operativo Linux versión Ubuntu 12.04 LTS de 32 bits y memoria en disco duro de 80 GB.

Con el fin de evitar confusión se mantendrá el término *LearningSwitch* de OpenFlow. *LearningSwitch* es una modalidad de funcionamiento de conmutador OpenFlow indicada por el controlador POX en la cual se hace un mapeo de la dirección MAC de los hosts con los puertos a los que están conectados en el conmutador y son guardados en las tablas de flujos así al llegar un paquete de un flujo ya mapeado no tendrá que pasar por el controlador para saber a dónde dirigirse y cómo ser tratado.

A. Primer Escenario: Emulación y virtualización.

Para este escenario se utilizaron dos Desktops DELL OptiPlex-GX260; en una estaba instalado el controlador POX y en la otra se siguió la guía de configuración de OpenFlow [7] obteniendo finalmente una máquina virtual (VM – Virtual Machine) configurada con un archivo .vdi obtenido de la misma guía. La VM traía precargado el software MiniNet, un emulador de SDN que funciona como laboratorio para el desarrollo y experimentación de OpenFlow [8],

por el cual se emuló la red virtual con el protocolo OpenFlow implementado.

Con la línea de comando:

```
$ sudo mn --topo single,2 --mac --
comutador ovsk --controller remote -ip
192.168.0.100
```

Se creó una topología virtual con un conmutador ovsk (vswitch OpenFlow) con dos puertos virtuales, dos host con dirección IP y dirección MAC, el último dígito de la dirección MAC es el mismo que el de la dirección IP, conectados cada uno mediante un cable virtual Ethernet a un puerto del conmutador y la configuración para conectar el conmutador a un controlador externo con dirección IP 192.168.0.100. El escenario al finalizar se vio como se muestra en la Fig. 2.

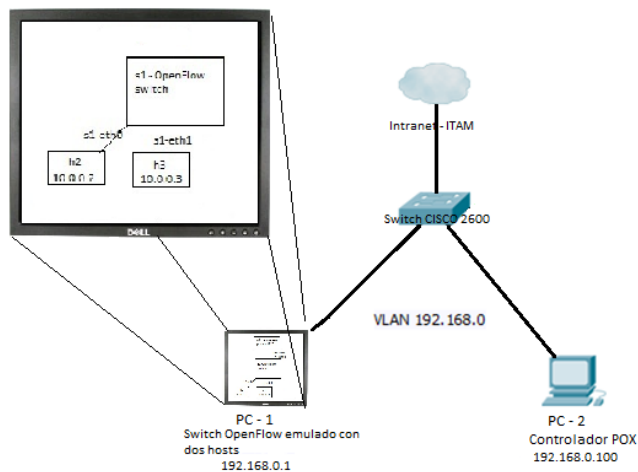


Fig. 2. Primer Escenario.

B. Segundo Escenario: Emulación del conmutador OpenFlow

En este escenario los objetivos secundarios fueron obtener una red superpuesta tratando de reproducir la red virtual en una red física y lograr la emulación del conmutador OpenFlow.

Se utilizaron cuatro Desktops DELL OptiPlex-GX620 y dos concentradores Kingston EtherX

Pro-Series modelo KNE24TP/RS. Con este material se desplegó la red mostrada en la Fig. 3.

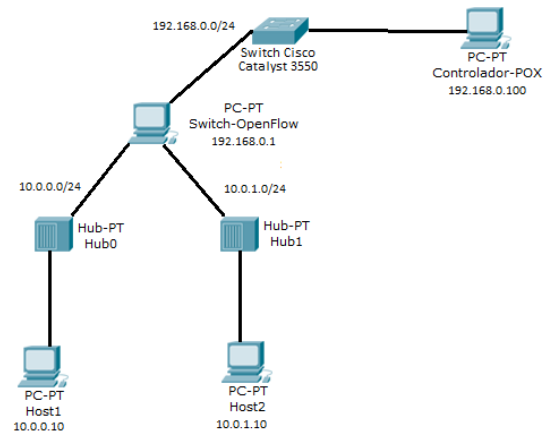


Fig. 3. Segundo Escenario

En una de las PCs se instaló el software necesario para la emulación del conmutador OpenFlow llamada OpenvSwitch, el software se obtuvo del repositorio de openvswitch con la versión LTS (Long Term Support) más reciente [9]; en otra estaba instalado el controlador POX y las dos restantes fueron utilizadas como hosts.

C. Tercer Escenario: Conmutador físico de bajo desempeño

En este escenario con base en la red del segundo escenario lo que se hizo fue sustituir el conmutador OpenFlow emulado por un conmutador físico de bajo desempeño logrando de esta manera eliminar algunas conexiones que se consideraban como puntos de retardo.

El material utilizado fue un ruteador LinkSysWRT54GL, tres Desktops DELL OptiPlex-GX260 y el firmware de OpenFlow. Se reconfiguro el firmware del ruteador LinkSys con el firmware de OpenFlow para hacerlo funcionar como un conmutador, esto se logró siguiendo el tutorial de OpenWRT [10] de OpenFlow y en una de las PCs estaba instalado el controlador POX.

Una vez instalado el firmware se pasó a realizar la configuración de conmutador OpenFlow, se conectaron los hosts y el controlado al conmutador OpenFlow, obteniendo la red mostrada en la Fig. 4.

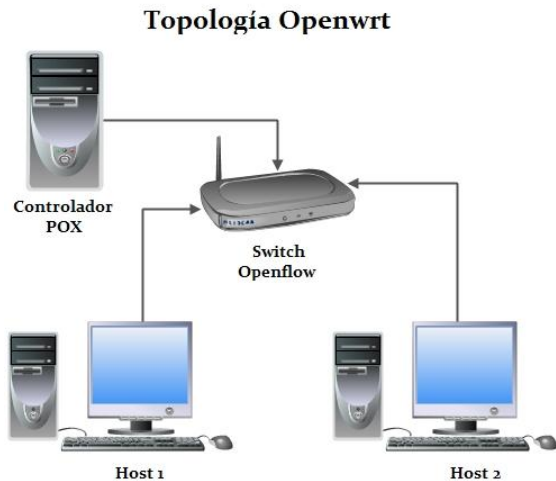


Fig. 4. Tercer Escenario.

D. Controlador

El controlador POX se instaló a través del repositorio github [11]. El controlador contiene un directorio llamado */forwarding* donde vienen los códigos a ejecutar para indicarle al conmutador OpenFlow el modo de comportamiento que tendrá hacia los flujos.

La manera de ejecutar las configuraciones es por medio de línea de comandos y se ejemplificar a continuación:

```
$. /pox.py      log.level      -DEBUG
forwarding.hub
```

Con esa simple línea se le está indicando al conmutador OpenFlow que debe de configurar el plano de datos en modo concentrador.

III. Pruebas de desempeño y resultados

Lo que se buscó con estas pruebas de desempeño fue observar el impacto que tiene

sobre la red el emplear el protocolo OpenFlow, al mismo tiempo se observó el impacto de los diferentes escenarios.

El desarrollo consistió en utilizar distintas tasas de transmisión empezando con 500 kb/s e ir aumentando poco a poco hasta llegar al doble del máximo de la red prueba. Todas las redes desplegadas fueron redes de experimentación por lo tanto no tuvieron salida a una red de producción y su tasa máxima era: de 100Mbps en el primer escenario, esto fue por la configuración que se tenía en esos momentos; posteriormente en los dos siguientes escenarios el máximo de la red fue de 10 Mbps.

Las pruebas de desempeño se realizaron generando tráfico del host 1 al host 2 con la herramienta iperf [12]. La prueba se realizó 10 veces en cada configuración para poder sacar un promedio de los valores y es ese promedio el que está desplegado en los resultados, no se tomaron en cuenta intervalos de confianza por comodidad.

Se usó el modo UDP por ser el parámetro necesario para modificar el ancho de banda en la herramienta iperf y el tamaño de los datagramas transmitidos era de 1470 bytes.

Configuración 1. Conmutador OpenFlow en modo concentrador

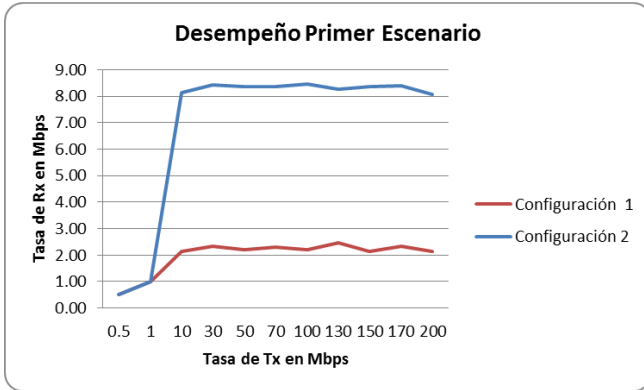
En esta configuración por medio del controlador POX se le indica al conmutador OpenFlow que funcionara en modo concentrador.

Configuración 2. Conmutador OpenFlow en modo LearningSwitch

En esta configuración el conmutador OpenFlow funcionara en modo *LearningSwitch*.

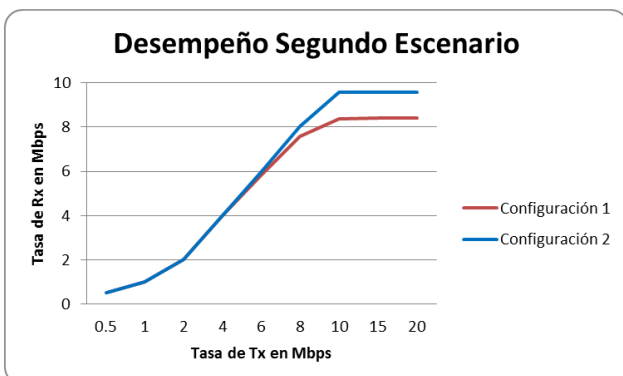
[1] Resultados

Primer Escenario:



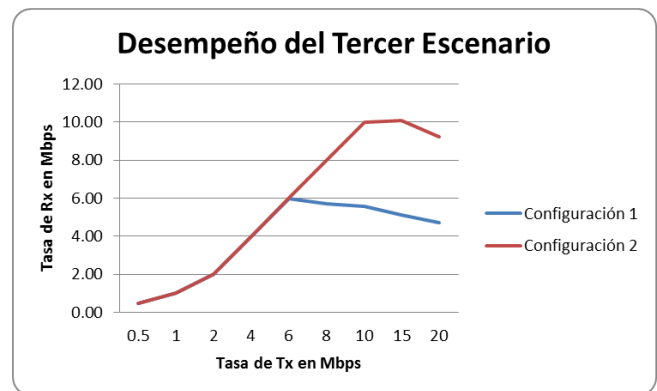
En este escenario se realizó la conexión del controlador externo POX con el conmutador OpenFlow emulado en una máquina virtual junto con la red por medio de la herramienta MiniNet. Se puede observar un desempeño paupérrimo en ambos escenarios tomando en cuenta que esta red tenía un máximo de 100 Mbps, pero podemos observar que el conmutador OpenFlow en modo *LearningSwitch* tiene una mejora considerable en comparación con el conmutador OpenFlow en modo concentrador, el máximo obtenido en la configuración modo concentrador es de 2.3 Mbps y el máximo en modo *LearningSwitches* de 8.47 Mbps. Por lo tanto, la gran disminución del desempeño en este escenario se le adjudica tanto al software de emulación como a la virtualización. La escala de la gráfica fue modificada para poder observar mejor las curvas de cada configuración.

Segundo Escenario:



En este escenario podemos observar que el desempeño de la red no disminuye drásticamente, recordando que el máximo en esta red es de 10 Mbps. Se observa, que al igual que en el escenario anterior, hubo un mejor desempeño con el conmutador OpenFlow en modo *LearningSwitch* que llega a un máximo de 9.56 Mbps. También podemos concluir que la implementación del protocolo OpenFlow no ocasiona impacto negativo en la red y nos permite suponer una mayor eficiencia en el manejo del tráfico en la red al implementar el tráfico de flujos y no el tráfico de paquetes.

Tercer Escenario:



Recordar que en este escenario ya se cuenta con un conmutador físico de bajo desempeño implementando el protocolo OpenFlow y se puede observar que el desempeño de la red es el máximo posible al estar el conmutador OpenFlow en modo *LearningSwitch* llegando al máximo de 10 Mbps y no presentar disminución de la tasa de transmisión en ninguna de las tasa anteriores al máximo utilizadas.

Por otro lado podemos observar que al llegar al máximo de cada configuración tiene un baja en la tasa de transmisión muy pronunciada, y se supuso que esto es debido al buffer que tiene para guardar los paquetes que le van llegando.

IV. Conclusiones

Lo que se buscó en este trabajo fue observar el desempeño de una red implementando el protocolo OpenFlow y con base en los resultados se puede concluir que la implementación del protocolo no tiene ningún efecto negativo sobre el desempeño de la red y que el trabajar con tráfico basado en flujos permite a la red trabajar a su máxima tasa de transmisión.

Haciendo una comparación entre los diferentes escenarios logramos observar que la virtualización compromete el desempeño de la red muy drásticamente. Pero a pesar del pobre desempeño el ambiente permite el desarrollo académico y de experimentación a un bajo costo. Se puede encontrar una explicación más detallada de cómo se realizó la virtualización y con una representación gráfica que permite observar mucho mejor el paupérrimo desempeño de este escenario en el artículo “Despliegue y Evaluación de Desempeño de una Red Superpuesta Basada en OpenFlow” [13].

Otra observación que vale la pena destacar es que a pesar de tener un desempeño del 100% en el tercer escenario de la red se puede observar que en un cierto punto el desempeño cae drásticamente, si a este lo comparamos con el desempeño del segundo escenario podemos decir que es mejor el desempeño del segundo escenario que del tercero, no se tiene claro el porqué de esa drástica caída pero se supone que es debido al tamaño del buffer del conmutador físico que como se mencionó anteriormente es de baja desempeño.

Debido al desempeño observado en los escenarios donde ya se cuenta con un conmutador físico de la configuración *LearningSwitch* que se llega a la conclusión que sí mejora el desempeño de la red al utilizar tráfico basado en flujos.

Por último también es importante concluir que este tipo de arquitectura ofrece más flexibilidad en la gestión del tráfico al tener separados el plano de control del plano de datos permitiendo implementar en forma de aplicación características que antes era necesario utilizar con hardware de alto costo, por ejemplo, balanceadores de tráfico.

V. Referencias

- [1] T. Anderson, L. Peterson, S. Shenker and J. Turner, Overcoming the Internet Impasse Through Virtualization, *Computer* 38(4), pp. 34-41, 2005.
- [2] Open Network Foundation White Paper, “Software-Defined Networking: The New Norm for Networks”, April 2013.
- [3] C. Li and W. Liao, Software Defined Networks, *IEEE Communications Magazine*, February 2013.
- [4] N. McKeown, T. Anderson, H. Balakrishnan, G. Parulkar, L. Peterson, J. Rexford, S. Shenker, and J. Turner. OpenFlow: Enabling Innovation in Campus Networks. *SIGCOMM Comput. Rev*, 2008
- [5] G. Goth, Software-Defined Networking Could Shake Up More than Packets, *IEEE Computer Society-Internet Computing*, August 2011.
- [6] The GitConcentrador Team. (2012). Gitconcentrador. <https://gitconcentrador.com/noxrepo/pox>. Marzo 2012.
- [7] OpenFlow Tutorial (2008). www.openflow.org/wk/index.php/OpenFlow_Tutorial. Febrero 2012.

- [8] Mininet: rapid prototyping for software defined networks.
<http://yuba.stanford.edu/foswiki/bin/view/OpenFlow/Mininet>. Febrero 2012.

- [9] OpenvConmutador: An OpenVirtualConmutador.
<http://openvconmutador.org/download/>.
Febrero 2013.

- [10] Pantu: OpenFlow 1.0 for OpenWRT.
<http://www.openflow.org/wk/index.php/Pantu>. Julio 2013.

- [11] Pox. <http://github.com/noxrepo/pox>.
Febrero 2012.

- [12] Seguridad y Redes: IPerf. Midiendo ancho de banda entre dos hosts.
<http://seguridadyredes.wordpress.com/2008/06/18/iperf-midiendo-ancho-de-banda-entre-dos-hosts/>. Mayo 2012.

- [13] R.M. Park Campos, E.E. Baack Valle, “Despliegue y Evaluación de Desempeño de una Red Superpuesta Basada en OpenFlow”, Noviembre 2012.

V. Autores

Ing. Rebeca Mayumi Park Campos es Ingeniera en Telemática por el Instituto Tecnológico Autónomo de México

Ing. Elena Eunise Baack Valle es Ingeniera en Redes por la Universidad de Quintana Roo

Guía Móvil para Eventos de Puertas Abiertas UAM-I

Luis Fernando Sandoval Martínez, R. Carolina Medina-Ramírez, Miguel López Guerrero

Universidad Autónoma Metropolitana - Iztapalapa, Av. San Rafael Atlixco No. 186, Col. Vicentina, Del. Iztapalapa, D. F., México, C. P. 09340, 01 (55) 5804 4600, cmed@xanum.uam.mx, milo@xanum.uam.mx.

Resumen

En este artículo, se describe una propuesta móvil para eventos del tipo “puertas abiertas”. Dicha aplicación presenta información relevante en dispositivos móviles como: ubicación (GoogleMaps), planes de estudio, breve información de la unidad Iztapalapa así como una visita virtual por medio de imágenes y descripciones de los principales edificios y sitios de interés para el aspirante.

Palabras Clave: Android, SQLite, Base de Datos, dispositivo Móvil.

I. Introducción

Los eventos de divulgación son un factor importante para comunicar las actividades científicas y docentes, así como los proyectos de investigación que se realizan en una institución. Eventos como “puertas abiertas” en la Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Iztapalapa (UAM-I) son idóneos para que académicos, estudiantes activos (licenciaturas, posgrados), así como profesores compartan experiencias con los visitantes e invitados que principalmente son aspirantes a la universidad.

Una serie de actividades se realizan en este tipo de eventos entre los cuales encontramos: ponencias, charlas informativas, demostraciones, visitas guiadas en la institución (campus, unidades). El contar con personal humano que sirva de guía en la institución es de gran valor, sin embargo existen usuarios que no puedan asistir a estos eventos o que simplemente asimilan mejor la información a través de la tecnología móvil. Considerando este tipo de usuarios se propone una “guía móvil para el evento de puertas abiertas en la UAM-I”. Esta aplicación provee una asesoría adecuada a los usuarios en el momento oportuno. Se toma como caso de estudio el contexto UAM-I pero la aplicación se diseñó para ser escalable y adaptable a otros contextos.

La estructura del artículo es la siguiente. En la Sección II se describen algunas herramientas para

el desarrollo de aplicaciones en Android, así como se introducen los supuestos y requerimientos de la aplicación. En la Sección III se describe la arquitectura de la aplicación y su desarrollo. La Sección IV describe el escenario establecido para valorar la aplicación móvil, así como algunos resultados son comentados. En la Sección V se presentan algunas conclusiones y trabajo futuro.

II. Antecedentes

En los últimos años, las aplicaciones móviles han cobrado importancia al ser no solo medios de difusión de información, sino servir de “guías” en contextos desconocidos [1,2,3]. En este artículo se describe una aplicación para servir de Guía Móvil para Eventos de Puertas Abiertas en la UAM-I. La aplicación se implementó en el sistema operativo Android [4]. Se tiene la versión de la aplicación para dispositivos Smartphone (versión 2.3) y Tabletas (versión 3.2).

Se consideraron los siguientes requerimientos para la aplicación móvil:

1. Información de la UAM-I. Proveer información general y algunos datos importantes de la institución. También mostrar la misión y visión de la UAM.
2. Ubicación geográfica. Situar en un mapa (API de Google Maps) el lugar donde se encuentra la institución en el D.F. y poder saber los sitios por donde se puede llegar.

3. Planes de Estudio. Mostrar las carreras actualmente impartidas en la UAM-I. También los planes de estudio a descargar y visualizar en el dispositivo móvil.
4. Visita Virtual. En esta sección se requiere un recorrido dentro de la institución, pasando por los edificios a través de imágenes y descripciones de cada uno de ellos.

Para desarrollar la aplicación en función de los requerimientos anteriores, se consideraron las siguientes etapas: a) revisión de la oferta tecnológica para el desarrollo de aplicaciones en Android, b) Caracterizar el evento de puertas abiertas UAM-I para identificar actores y funciones, c) Reunir la información necesaria a ser considerada en la caracterización, d) Diseñar e implementar la aplicación móvil para simular un guía en la UAM-I en el contexto del evento de puertas abiertas.

Android es uno de los sistemas operativos más utilizados para aplicaciones móviles [5,6]. Se cuenta con una variedad de herramientas y lenguajes. A continuación se describen algunas de ellas.

Basic4Android Es una plataforma no gratuita de programación para aplicaciones Android cuyo lenguaje base de programación es VisualBasic. Lenguaje orientado a personas que empiezan en el mundo de la programación pues cuenta con un ambiente gráfico de programación [7].

App Inventor Es una plataforma gratuita de desarrollo basada en un lenguaje de desarrollo gráfico. La programación se realiza arrastrando bloques identificados con la acción que se necesite hacer. Fue impulsada por Google con el fin de que más personas se unieran a la familia de Android [8].

LiveCode Es una plataforma comercial en la que se puede programar tanto para Android, iOS, Windows, Linux, iPhone, iPad, Web y para Servidores. Se dispone de una versión de prueba de 30 días. El lenguaje de programación que usa LiveCode se llama “Programación Orientada a Eventos”, y se basa en arrastrar elementos a un área de trabajo y programar los eventos que estén vinculados a este elemento [9].

Java en Eclipse Este lenguaje fue escogido por los creadores del sistema Android para el desarrollo de aplicaciones (app) en dispositivos móviles. Esto debido a que querían que se extendiera rápidamente ya que Java es el lenguaje de programación más usado en el mundo, de código abierto y libre. Java permite desarrollar aplicaciones que se ejecutan en una variedad de dispositivos sin importar la plataforma. Java es orientado a objetos y tiene acceso a bibliotecas de clases que ayudan a desarrollar aplicaciones rápidamente. Utilizando Eclipse con las herramientas de desarrollo de Android (ADT) Plugin, se pueden crear, ejecutar, probar y depurar aplicaciones Android rápida y cómodamente, pudiéndose diseñar visualmente sus interfaces de usuario. [10]. Se eligió este lenguaje por varias razones, descritas a continuación:

Ser el primer lenguaje utilizado para aplicaciones en Android. Contar con actualizaciones del SDK para Android, permitiendo consultar el API donde se encuentran ejemplos e información reciente. Finalmente, por ser el más utilizado y multiplataforma. Al programar con Java, las aplicaciones creadas podrán funcionar en diferentes plataformas y por ser el más utilizado esto permitirá adquirir gran experiencia para futuros desarrollos de aplicaciones.

Para la caracterización (identificar actores y funciones) del evento de puertas abiertas UAM-, se comenzó por reunir la información necesaria a ser considerada en la caracterización. En esta primera etapa se procedió a recopilar información de la UAM-I como son: la ubicación, datos importantes de la UAM (fundación, laboratorios, posgrados, etc), su misión y su visión, todo esto encontrado en el portal de la UAM Iztapalapa y en la página principal de la UAM. También se pudieron obtener requerimientos en base a entrevistas hechas a los aspirantes a ingresar a la universidad, con la finalidad de saber que les interesaría conocer de la institución, para poder interesarse por la misma y decidir estudiar en ella. Además se consideró la opinión de los que

ya pasaron por este proceso, como lo son los estudiantes inscritos en la UAM-I. Éstos también aportaron información con respecto a que les hubiera gustado saber antes de entrar a la institución y que se puede mostrar a los aspirantes. Sin embargo, no se encontró información acerca de cada edificio y sitio de interés de la institución. A falta de ésta, se elaboró una descripción general de cada edificio de la UAM-I. Esta caracterización es de apoyo al aspirante para que conozca un poco de la escuela y los beneficios que tendría al ingresar a la misma.

Los requerimientos principales para la guía móvil de la UAM-I son:

- Mostrar los objetivos, misión y visión de la UAM-I.
- Compartir algunos datos importantes de la universidad.
- Saber su dirección y ubicación.
- Conocer las licenciaturas y planes de estudio de la universidad.
- Mostrar la ubicación de los edificios dentro de la unidad
- Explicar las características de cada edificio desde el punto de vista (interés) del aspirante

III. Arquitectura

Para la parte del diseño de la aplicación (app) de guía móvil se tomaron varios aspectos. Primero se trato de realizar una app diferente a las conocidas, empezando con poner imágenes como botones en la página principal en lugar de un simple botón. Estas imágenes corresponden a cada una de las secciones de la aplicación. Se trato de dar una interfaz sencilla y bonita relacionada con la UAM-I para que sea de interés para los usuarios. De esta manera se puede navegar por toda la aplicación de una forma rápida y sin tener que pasar por varios botones y vistas. Para tener una aplicación útil, se recomienda tener una parte de la aplicación que no necesite de Internet y otra donde si sea necesaria, esto hará que aunque no se cuente con

red la app siga funcionando y no se vuelva obsoleta en el caso de que toda la aplicación dependa de Internet. Otro punto importante es el tema de los datos. Para mostrar datos e imágenes de la aplicación es conveniente utilizar una base de datos (SQLite) para almacenar dicha información, evitando que sea una aplicación lenta y pesada. La Figura 1, muestra algunos de los Mockups que se diseñaron para las vistas de la app. Los Mockups es una forma de bosquejar con ilustraciones o dibujos la forma en que se quiere que se despliegue la aplicación visualmente hablando, no necesariamente deben ser bosquejos perfectos, es simplemente para dar una idea de la forma en que se distribuirán íconos, tablas e imágenes una vez esté corriendo la aplicación.



Fig. 1. Mockups de la aplicación: home, información y mapa.

Estos bocetos son muy útiles como herramienta de diseño, ya que presentan la etapa inicial de la construcción de un sistema de software, ya sea web, de escritorio o móvil. La Fig. 1 muestra de izquierda a derecha las vistas de home, información de la UAM-I y su ubicación en un mapa. En la vista de home se puede observar los botones en forma de imágenes que abarcan gran parte de la pantalla los cuales representan la información contenida en la aplicación (UAM-I, ubicación, planes de estudio y visita virtual). Aparte de los botones, se tendrá un link el cual manda a la página principal de la UAM Iztapalapa para los que deseen navegar en ella. El primer botón manda a otra pantalla donde se presenta información de la

UAM-I. La imagen de en medio de la Fig. 1 se puede observar como quedara esta pantalla. Contendrá el logo de la UAM y debajo de este información de la institución como son la misión-visión, los objetivos así como algunos aspectos sobresalientes. Todos estos datos fueron sacados de la página de la UAM.

Esta información es estática, es decir que no interactúa con alguna base de datos para poder obtenerlos, esto porque como no es una cantidad grande de datos, simplemente son guardados en una carpeta. Una base de datos es conveniente cuando se maneja una cantidad grande de datos ó se desea guardar información proporcionada por el usuario. La tercera imagen de la Fig. 1 muestra la ubicación de la institución con una imagen del logo de la UAM, esto con ayuda del API de Google Maps. Requiere de conexión de datos con Google Maps por lo que se necesita de conexión a Internet.

Esta parte de la aplicación servirá para que lo usuarios puedan ver donde está localizada la institución y los lugares por donde se puede llegar (metros, avenidas) dependiendo de donde vivan, pudiendo navegar por todo el mapa.



Fig. 2. Mockups de planes de estudio, mapa interno y descripción.

La Fig 2, muestra otras tres vistas de la aplicación: planes de estudio, croquis de la institución y una descripción de los edificios de la UAM-I. En la primera imagen de la izquierda se hace una conexión con la página de la UAM, donde viene una lista de los planes de estudio de las licenciaturas impartidas por la

Unidad Iztapalapa y de las demás unidades. Los planes de estudio por los que se interesen se podrán descargar y visualizar desde el dispositivo móvil. La imagen de en medio de la Fig. 2 muestra un mapa interno cuando se presiona el botón de visita virtual en home. En este mapa de la UAM-I podrás ubicar los edificios y demás sitios de interés mediante una letra para cada uno de estos. En la parte superior de la pantalla vendrá una lista desplegable donde vendrá cada uno de los edificios con su letra respectiva que podrán consultar, la cual llevara a la tercera imagen. La tercera imagen de la Fig. 2 muestra como quedan las descripciones de cada uno de los edificios con sus respectivas imágenes. Para visualizar las imágenes se divide en dos partes, en la parte superior una barra donde están varias imágenes pequeñas del edificio que se pueden desplegar y debajo de esto, la imagen en grande seleccionada de la parte superior. En la última parte de la pantalla se localiza una descripción acerca del edificio seleccionado. Esta información da a conocer las actividades que como alumno se pueden realizar dentro de la institución, ya que va dirigida para los aspirantes a entrar a la UAM-I. Toda esta información de descripciones e imágenes al ser una cantidad considerable son almacenadas y consultadas en una base de datos SQLite [13].



Fig. 3. Diagrama de navegación de la aplicación.

Ya teniendo el diseño de cada pantalla de la aplicación, se procede a ver la relación que existe entre estas mediante un mapa de navegación. En la parte central de la Fig 3, se tiene el “home” de la aplicación la cual tiene una relación directa con cada uno de los cuatro botones, los cuales despliegan las cuatro vistas alrededor de esta. A partir de la vista del mapa interno de la UAM-I, parte inferior de la Fig. 3 podemos ir de regreso al “home” y también de aquí a cada una de las imágenes con sus descripciones de los edificios de la UAM-I. El diseño de esta aplicación solo será para ser utilizada en teléfonos móviles, a partir de la versión 2.3 Gingerbread, la cual la versión más utilizada por los usuarios.

Una vez terminada la aplicación, se debe pensar en la forma de distribuirla a los usuarios finales. Normalmente se acostumbra subir las aplicaciones a la tienda de software del dispositivo para el que se construye. Al haber desarrollado una aplicación Android, la aplicación de “guía móvil” es candidata a subirse a Google Play que es el lugar donde se alojan las aplicaciones (apps) para poder ser descargadas por los usuarios. El proceso en forma general para subir la aplicación a Google Play es: a) Tener o crear una cuenta de Google. Esta cuenta será la que se asocia a la consola para desarrolladores. B) Realizar el pago de 25 USD. Este pago es único y se hace para incentivar la presencia de productos de mayor calidad en Google Play (es decir, menos productos con SPAM). C) Llenar información del desarrollador para el registro de la cuenta. Después de realizar esto, en 48 horas se procesa por completo la solicitud de la cuenta.

También la aplicación se puede poner directamente en un servidor, en este caso como la aplicación es una guía móvil para el evento de puertas abiertas, se podría poner en la página de la UAM-I para ser descargada desde su sitio. Otra manera de poder distribuir la app es mediante la creación de un código QR (Quick Response Code) [11,12]. Con este código podrá descargar la aplicación desde el teléfono móvil con ayuda de alguna aplicación para poder escanear el

código. La mayoría de los teléfonos ya vienen con esta característica.

IV. Valoración y Resultados

Se realizó una evaluación empírica tomando una muestra de usuarios potenciales de la aplicación (alumnos y público en general). Se les proporcionó un teléfono celular con la aplicación en ejecución y se les dejó explorarla. Al finalizar la sesión de uso, se les aplicó un cuestionario para evaluar la aplicación. Las preguntas del cuestionario fueron las siguientes:

1. ¿Dispositivo en que utilizaría la aplicación?
 - a. Tableta
 - b. Celular
 - c. Ambos
2. La información mostrada en la aplicación ¿Le permitió ampliar su conocimiento sobre la UAM-I?
 - a. Si
 - b. No
3. ¿La interfaz de la aplicación le fue?
 - a. Intuitiva
 - b. Regular
 - c. Confusa
4. ¿Usted considera que la aplicación le sería de utilidad dentro la universidad (UAM-I)?
 - a. Si
 - b. No
5. ¿La aplicación le pareció?
 - a. Rápida
 - b. Regular
 - c. Lenta

El cuestionario aplicado a una muestra de 20 personas: alumnos (10) y público en general (10), mostró lo siguiente: la aplicación permitió un mayor conocimiento sobre la UAM-I La mayoría de los usuarios preferiría usar su teléfono celular para manejar la aplicación, sin embargo consideraron la aplicación intuitiva y rápida. Para las personas externas a la universidad, la aplicación les pareció de ayuda para ubicarse en el entorno de la UAM-I. Aplicaciones como la descrita en este artículo pueden enriquecerse a través de entradas de datos a partir de códigos QR o RFID (Radio Frequency IDentification),

entradas a considerar en versiones futuras de la aplicación. Este tipo de guías pueden ser complementarias a los guías humanos que se utilizan en los procesos de puertas abiertas que organizan algunas universidades para dar a conocer al público en general sus instalaciones, oferta académica, deportiva y cultural. La UAM realiza eventos de puertas abiertas de manera frecuente en sus diversas unidades.

V. Conclusiones y trabajo futuro

La comunicación e intercambio de información ya no queda solamente en computadoras. La comunicación está a la mano a través de dispositivos móviles. Al concluir la aplicación de guía móvil para el evento de “puertas abiertas” se logró difundir información acerca de la Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Iztapalapa para los aspirantes interesados en ser parte de la institución. Esta aplicación podrá servir como base para otras versiones en otros sistemas operativos como iOS ó Blackberry. La aplicación es de fácil uso, ya que se creó una interfaz amigable para poder interactuar con ella, por lo que muchos usuarios finales podrán utilizarla sin problemas. Por otro lado, la información se presenta de dos formas para poder consultarla: con uso de Internet y sin hacer uso de conexión de datos. Esta característica es útil ya que se puede interactuar sin necesidad de tener Internet para poder funcionar por lo que nunca será obsoleta. La versión para tabletas se hizo modificando el diseño para teléfonos, haciendo un nuevo diseño de cada una de las pantallas y reordenar la información, ya que las tabletas tienen una dimensión superior que los celulares. Aparte de realizar un nuevo diseño, también se hizo una nueva codificación, esta se realizó como si tuviéramos dos teléfonos en nuestra tableta, una interfaz para la parte izquierda y otra para la derecha. Para un futuro se podrá agregar nueva información y características a la aplicación, como por ejemplo comparaciones con otras instituciones, opiniones de alumnos, planes a futuro, foro para aspirantes, etc. Con esta aplicación se podrá presentar información para

otras necesidades de la UAM-I, como el tener una guía por división o para tener información de profesores (cubículo, materias impartidas en el trimestre, horarios de atención, etc). Finalmente, considerar otro tipo de entrada de datos como los códigos QR (Quick Response Code) o RFID (Radio Frequency IDentification) son mejoras a realizarse en versiones futuras de la aplicación.

VI. Referencias

- [1] G. Ghiani, C. Santoro, L. Davide Spano. A location-aware, multidevice museum guide. *Interacting with Computers* Volume 21, Issue 4. Pp. 288-303, 2009.
- [2] Semantic Web Technologies for Mobile Context-Aware Services. Carnegie Mellon University. AFRL-IF-RS-TR-2006-89. Final Technical Report, March 2006.
- [3] Shih-Chun Chou, Wen-Tai Hsieh ; Gandon, F.L. ; Sadeh, N.M. Semantic Web technologies for context-aware museum tour guide applications. *Advanced Information Networking and Applications*, 2005. AINA 2005. 19th International Conference on. Volume 2, Pp.709 - 714, 2005.
- [4] Kevin Purdy: *The complete Android Guide*. O'Reilly, 2012.
- [5] *Android for Programmers: An App-Driven Approach*. Deitel Developer Series, 2012.
- [6] Android,Developers <http://developer.android.com/sdk/index.html> Agosto 2013.
- [7] Basic4Android. <http://www.basic4ppc.com/>. Agosto 2013
- [8] App,Inventor. <http://explore.appinventor.mit.edu/> Agosto 2013.
- [9] LiveCode. <http://livecode.com/>. Agosto 2013.

- [10] Java,Eclipse.
<http://www.eclipse.org/webtools>.
Agosto 2013.
- [11] Quick Response Code (código QR).
http://es.wikipedia.org/wiki/Código_QR.Agosto 2013.
- [12] Kaywa, QR, Code.
<http://qrcode.kaywa.com/>.
Agosto 2013.
- [13] SQLite.
<http://www.sqlite.org>.
Agosto 2013.

VII. Autores

Luis Sandoval Martínez es alumno de la Licenciatura en Computación en la Universidad Autónoma Metropolitana.

Dra. R. Carolina Medina-Ramírez Obtuvo su grado de Doctor en Ciencias (especialidad Computación) de la Universidad de Nice-Sophia Antipolis, Francia en 2003. Desde septiembre de 2005 es profesora adscrita al Departamento de Ingeniería Eléctrica en la UAM unidad Iztapalapa. Actualmente es jefa del Área de investigación de Redes y Telecomunicaciones. Sus intereses de investigación incluyen web semántica y datos abiertos enlazados.

Dr. Miguel López Guerrero Obtuvo su grado de Doctor en Ingeniería Eléctrica en la Universidad de Ottawa en 2004. Desde septiembre de 2004 es profesor adscrito al Departamento de Ingeniería Eléctrica en la UAM unidad Iztapalapa. Sus intereses de investigación incluyen modelado y evaluación de sistemas de comunicaciones.

Herramienta en Línea para Creación de Tiendas Virtuales

René Ortíz González, Carlos R. Jaimez González

Departamento de Tecnologías de la Información, Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Cuajimalpa, México D.F., 209363198@correo.cua.uam.mx, cjaimez@correo.cua.uam.mx.

Resumen

Una tienda virtual es un sitio Web que simula a una tienda convencional, mediante el cual se pueden realizar transacciones electrónicas desde cualquier lugar y a cualquier hora. Actualmente, cada vez más vendedores de productos y servicios ponen a disposición de sus clientes tiendas virtuales, en las cuales se pueden observar catálogos completos de sus productos y servicios con imágenes, descripciones, especificaciones, precios, comentarios de otros clientes, recomendaciones, entre otras, de tal forma que el cliente pueda tener la información necesaria para adquirirlos. Aunque existen algunos proyectos disponibles en Web que generan tiendas virtuales, ninguno de ellos proporciona la posibilidad de que la tienda virtual resultante sea visualizada de manera automática en dispositivos móviles. En este artículo se hace una revisión de una serie de herramientas existentes para creación de tiendas virtuales; y se propone el desarrollo de una herramienta Web para la generación automática de tiendas virtuales, mediante la selección de varias opciones de configuración, con las cuales serán desplegadas de manera automática en dispositivos móviles, utilizando el patrón de diseño llamado Web Responsive Design.

Palabras Clave: Tienda virtual, Comercio electrónico, Herramienta en línea, Sitio web.

I. Introducción

Una tienda virtual se refiere a un sitio Web que simula a una tienda convencional, mediante el cual se pueden realizar transacciones electrónicas desde cualquier lugar y a cualquier hora. Actualmente, cada vez más vendedores de productos y servicios ponen a disposición de sus clientes tiendas virtuales, en las cuales se pueden observar catálogos completos de sus productos y servicios con imágenes, descripciones, especificaciones, precios, comentarios de otros clientes, recomendaciones, etc., de tal forma que el cliente pueda tener la información necesaria para adquirirlos. Una característica fundamental en las tiendas virtuales es el carrito de compras, en el cual se almacenan los productos que el cliente desea adquirir, para que una vez finalizada su selección, proceda a pagarlos, mediante tarjeta de crédito, tarjeta de débito, Paypal, o algún otro mecanismo. Finalmente, una vez pagados los productos, en la mayoría de los casos el vendedor los envía a la dirección establecida por el cliente.

En general, dentro de las características principales y componentes de una tienda virtual podemos mencionar las siguientes: registro de usuarios (clientes); visualización de catálogo de productos y servicios con varios niveles de categorías; visualización de información de cada producto o servicio (nombre, descripción o especificación, precio, entre otras); buscador de productos; recomendaciones de productos; carrito de compras para almacenamiento de productos; selección de formas de pago y pagos en línea; selección de formas de envío de productos; visualización de historial de compras; módulo para ser operado por el administrador de la tienda virtual, el cual incluye administración de categorías, productos, formas de pago, formas de envío, historiales de ventas, estadísticas de ventas, entre otras.

Con el surgimiento de dispositivos tales como teléfonos inteligentes y tabletas, se ha incrementado el desarrollo de aplicaciones móviles, las cuales permitan acceder a sitios Web

diversos. La capacidad de visualización de un sitio Web en un dispositivo móvil es diferente a la que se tiene en una computadora de escritorio o laptop, debido principalmente a que el área de visualización y resolución de los dispositivos móviles es menor. Para su efectiva visualización es necesario, en la mayoría de los casos, modificar el sitio Web para que sea mostrado de una manera adecuada.

Aunque existen algunos proyectos que generan tiendas virtuales, tales como osCommerce [1], Magento [2], Prestashop [3], Opencart [4], ninguno de ellos proporciona la posibilidad de que la tienda virtual resultante sea visualizada de manera automática en dispositivos móviles. Este artículo propone el desarrollo de una herramienta Web para la generación automática de tiendas virtuales, mediante la selección de varias opciones de configuración. Adicionalmente, las tiendas virtuales generadas por la herramienta propuesta serán desplegadas en algunos dispositivos móviles de manera automática, sin que el usuario de la tienda tenga que realizar modificaciones al sistema.

El resto del artículo está organizado de la siguiente manera. La sección II presenta los componentes de una tienda virtual. En la sección III se hace una revisión de herramientas existentes generadoras de tiendas virtuales, donde se describen sus principales características. La herramienta propuesta se presenta en la sección IV. Finalmente, en la sección V se proporcionan las conclusiones y el trabajo futuro.

II. Componentes de una Tienda Virtual

Para dar un panorama general de la constitución de una tienda virtual, se pueden mencionar tres componentes básicos que la componen: la parte del usuario o tienda virtual (frontend); la parte de administración o panel de administración (backend); y la parte de persistencia de datos. A continuación, se mencionan las principales características de cada.

Tienda Virtual (Frontend). La tienda es la parte con la que interactúa el usuario, en la cual puede

ver lo ofertado, puede registrarse, llevar a cabo transacciones, y comunicación con la tienda. Las principales características y módulos que la componen son: catálogo de productos, vista del producto, categorías de productos, promociones, recomendaciones, búsquedas, registro de usuarios, carrito de compras, pagos, envíos, comentarios, publicidad, entre otros.

Panel de Administración (Backend). Es la parte en la cual el negocio o administrador del sistema construye la tienda, teniendo de opciones un sistema altas, bajas, cambios y lectura, para los catálogos, productos, clientes, pagos, envíos, promociones, etc. También tiene la posibilidad de consultar historiales, así como estadísticas de la tienda y gestionar todo el sistema. Las principales características y módulos que lo componen son los siguientes: gestión de productos, gestión de la tienda, gestión de categorías, gestión de pagos y envíos, estadísticas, historiales, facturación, search engine optimization (SEO) y marketing, gestión de promociones y destacados, gestión de usuarios, comunicación con usuarios, entre otros.

Persistencia de datos. Esta parte es la encargada de guardar los datos, su integridad y persistencia. La mayoría de los sistemas examinados están basados en sistemas de persistencia Entidad-Relación (E-R), entre los cuales destacan los siguientes gestores de Bases de Datos (DBMS): MySQL, PostgreSQL, Oracle, SQL Server, Bases de datos XML, entre otros. Los más utilizados son MySQL y PostgreSQL, ya que son gratuitos. También ya se empieza a hacer usos de nuevos manejadores de bases de datos, tales como Firebird, SQLite y MongoDB.

III. Generadores de Tiendas Virtuales

En esta sección se proporciona el estado del arte de los generadores de tiendas virtuales. Se describen cuatro de ellos principalmente con sus características más importantes: osCommerce, Magento, Prestashop, y OpenCart. También se examinan brevemente otros generadores que tienen menos funcionalidad que los mencionados anteriormente.

a) osCommerce

osCommerce [1] es un programa de comercio electrónico y administración en línea. Desarrollado en PHP por Harold Ponce de Leon, y requiere de una base de datos MySQL y un servidor Apache. Permite instalar muy fácilmente una tienda en línea. Tiene posibilidad de instalar un gran número de idiomas. Consta de dos partes: el catálogo de productos es la parte que ven los clientes; y el módulo de administración desde el cual se puede mantener la propia tienda virtual, actualizando productos, instalando nuevas ofertas, categorías, idiomas, monedas, consultar pedidos, clientes, etc.

Dentro de sus características principales se pueden destacar las siguientes: ofrece más funciones que las demás herramientas en el mercado; permite a la comunidad realizar contribuciones, las cuales son gratuitas; actualmente está la versión 3, la cual apareció recientemente corrigiendo grandes problemas que tenía con el ingreso de usuarios; permite integrar varios idiomas; tiene una comunidad grande de desarrolladores, aunque en 2011 la mayor comunidad en español desaparece; gran cantidad de módulos desarrollados, por lo que se abaratan costos; gestión de multitud de módulos de pago; gestión de envíos, ya sean por zonas, tramos de pesos, temporadas, días. Desarrollar tiendas virtuales con osCommerce es económico y con una instalación y configuración sencilla.

La Figura 1 muestra el catálogo de una tienda virtual generada con osCommerce, en la cual observamos 3 paneles: en el de la izquierda se muestran módulos de lo más comprado y artículos destacados; en el panel del centro se muestra la lista los productos; y en el de la derecha se muestran diferentes módulos, entre ellos las categorías y el módulo de búsqueda. La versión genérica del sitio muestra el listado de productos en forma de cuadrícula al centro, con sus imágenes y precio. Se aprecia en la parte superior izquierda el carrito de compras, un botón para realizar el *checkout* y otro para acceder al perfil del usuario.

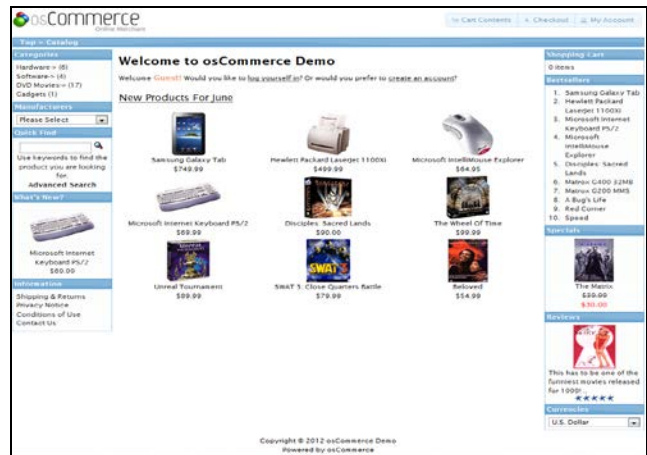


Fig01. Catálogo de una tienda virtual generada con osCommerce.

b) Magento

Magento [2] es un sistema de tiendas en línea de código abierto, además es posible tener una tienda en un Iphone (una aplicación). Magento brinda la posibilidad (en caso de que nuestra tienda virtual venda mucho) actualizar a versiones comerciales y aumentar la funcionalidad de la tienda virtual.

Dentro de sus características principales se pueden destacar las siguientes: se pueden crear desde tiendas de productos normales, como tiendas reseller; tiendas de contenido descargable, en las cuales para el material de venta se proporciona un link para descargarlo (útil para venta de música en línea o ebooks); permite multitiendas; sistema de búsquedas con tecnología Ajax; permite una personalización completa del sitio; el panel de administración es el más completo de los sistemas evaluados; gestión de pedidos muy completo; entre otras características.

En la Figura 2 se muestra la vista del usuario con una tienda generada en Magento; en la cual se puede apreciar la orientación a la Web 2.0 colorida. Con el campo de búsqueda en la parte superior, justo debajo de ella está el menú del usuario, con links a las siguientes páginas predeterminadas: *Mi Perfil*, *Mi lista de Deseos*, *Mi carrito*, *Checkout*, *Login*.

Las categorías principales aparecen como una barra de navegación en la parte superior izquierda debajo del logo de la tienda. Se aprecia en la parte central los productos en forma de cuadrícula y por la parte superior un gran espacio con las ofertas de productos de la tienda virtual. En las barras laterales se encuentran los diferentes módulos, tales como productos relacionados, encuestas, etiquetas populares, entre otros.

c) Prestashop

Prestashop [3] es una solución de código abierto que combina lenguaje PHP, un servidor Apache y un servidor de base de datos MySQL. Permite a los dueños de tiendas, poner en marcha, ejecutar y mantener sus tiendas en línea con un mínimo esfuerzo y sin ningún costo o licencia implicada en el sistema. Se puede diferenciar claramente la zona de clientes y la trastienda, o zona de administración para la configuración.



Fig02. Vista principal de una tienda generada con Magento.

La flexibilidad de PrestaShop es muy amplia en términos de diseño y distribución de la página. Mediante el mecanismo conocido como *hooks* se puede colocar cualquier módulo (carrito de compras, fabricantes, monedas, búsqueda, etc.) en cualquier posición. Los *hooks* son simples llamadas a componentes que hacen un barrido de la estructura del sitio y donde se encuentre dicho

hook, el script de plantillas introduce un componente o módulo.

Dentro de sus características principales se encuentran las siguientes: soporte multi-idioma, ya que contiene un editor integrado para modificar el texto de la tienda en los diferentes idiomas; los aspectos de seguridad son muy superiores; compatible con PHP 5 y MySQL 5, que proporcionan mayor rendimiento y seguridad; el caché mejora el rendimiento de la tienda en términos de reducir el tiempo de carga; es posible crear tantos contenidos (páginas personalizadas) como se desee, incluyendo HTML, imágenes y otros componentes; ideado para la Web 2.0, se basa en una tecnología acorde con el estado del arte, y puede admitir muchos tipos de ampliaciones y mejoras; panel de administración fácil e intuitivo; gestión de una multitud de módulos de pago; grupos de clientes integrado; fácil instalación con la mayoría de opciones; las tiendas son personalizables; permite definir productos físicos o virtuales (descargas), tanto como una extensión de tienda normal, como crear una tienda completamente virtual con productos digitales como música o libros electrónicos; permite introducir códigos de barras; entre otras.

En la Figura 3 se muestra una tienda generada con este sistema y vemos la orientación a la Web 2.0, con una base de tres columnas; la principal, al centro, lleva el catálogo de la tienda. Al igual que en los anteriores sistemas se puede apreciar el menú del usuario; en la parte superior a la izquierda, se observan las categorías, marcas y otros módulos como etiquetas. Al centro de la página se muestran los productos destacados; y a la derecha un mini carrito de compras y un módulo, en este caso *Novedades*.

d) Opencart

OpenCart [4] es un sistema de comercio electrónico de código abierto basado en PHP para tiendas de venta en línea. Una solución de comercio electrónico robusta para comerciantes de Internet, con la capacidad de crear su propio negocio en línea y obtenerlo con un costo

mínimo. OpenCart está creado con características muy completas, fácil de usar, rápido y con una interfaz visualmente atractiva.

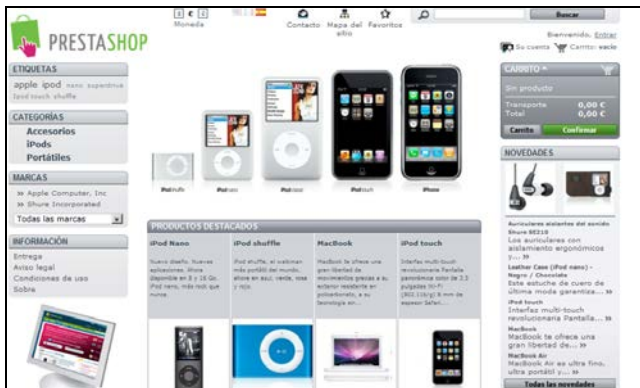


Fig03. Tienda virtual generada con Prestashop.

Sus características principales son las siguientes: siendo una versión ligera y derivada de osCommerce hay algunas similitudes; sin embargo, el panel de administración de OpenCart es más sencillo y amigable; código abierto; buena documentación para desarrolladores; sistema propio de plantillas de fácil edición y desarrollo; creado sobre el patrón MVC genérico que lo hace más fácil de optimizar, desarrollar nuevos módulos en comparación con Magento, el cual utiliza Zend Framework; panel de administración sencillo; sistema de informes sencillo; código abierto; documentación gratis en el idioma inglés; redimensionado de imágenes; plantillas intercambiables; lenguajes múltiples; más de 20 formas de pago entre ellas: PayPal, safetyPay, Cash Ticket, Google Checkout; comentarios en artículos; más de 8 medios de transporte, tales como: UPS, DHL, FedEx; valoración de artículos, con lo cual los usuarios pueden valorar los productos con un rating de estrellas; etc.

En la Figura 4 se muestra una tienda generada con OpenCart, la cual es sencilla y orientada a la Web 2.0. Esta interfaz conserva el patrón de tres columnas: a la izquierda los menús y categorías; al centro el catálogo; y a la derecha menús y módulos extras. El menú del usuario en este sistema está en forma de pestañas, junto a la vista principal se aprecian las otras opciones de dicho menú y son *Log-in*, *Cuenta*, *Carrito de Compras* y *Checkout*. Inmediatamente debajo de éstas y a

la derecha se encuentra el módulo de búsqueda con opción de ir a una búsqueda avanzada.

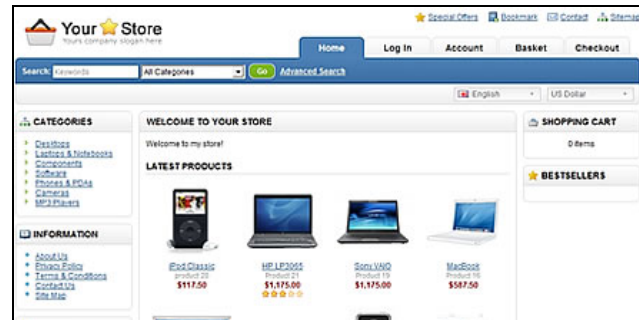


Fig04. Tienda virtual generada con OpenCart.

e) Otros Sistemas

Dentro de la amplia gama de sistemas para la creación de tiendas en línea se pueden encontrar más de 100. Los sistemas más conocidos fueron los 4 que se analizaron previamente. Para los demás se puede ver una tabla comparativa en el sitio de Wikipedia [8] en inglés, donde se recaba la mayor lista de los scripts de creación de tiendas virtuales. Se puede observar cuáles de ellos ya no están disponibles y sólo quedan registros y versiones obsoletas; y cuáles de ellos siguen en desarrollo. Algunos de estos sistemas son los siguientes.

Zen-Cart [9]. Está basado en osCommerce. Los desarrolladores se enfocaron a actualizar sólo componentes obsoletos de osCommerce. Es un producto estable pero con poco soporte, y la mayoría es por parte de la comunidad, aunque últimamente está un poco atrasado.

Go-eCommerce [10]. Es un sistema que está escrito en JSP/Java; es un script de creación de tiendas en línea en servidor propio; lo cual quiere decir que se paga por el hosting del servicio y por el script. Esto presenta una ventaja, la cual es quitar al usuario la instalación del sistema; aunque se tienen más desventajas, tales como un número reducido de 50 plantillas con personalización media; de igual forma pocos módulos y sin posibilidad de desarrollo de éstos.

Shoppizer [11]. Este sistema es otro script creado en JSP/Java. La última versión conocida data del 2010. Actualmente se acaba de liberar una nueva

versión actualizando módulos y añadiendo tecnologías Web 2.0, tales como JQuery e integración con redes sociales.

Konakart [12]. Es un script en JSP/Java, el cual provee una versión reducida con licencia comunitaria. Su fuerte es la versión profesional. Este script se distribuye con el paquete completo de instalación, el cual incluye un servidor Apache Tomcat, un manejador de bases de datos y todo lo necesario para su ejecución, lo que limita la posibilidad de instalarlo en un servidor ya creado. Otra desventaja es que está creado con la tecnología GWT (Google Web Toolkit), la cual permite crear aplicaciones en Java y ésta las traduce a Javascript y HTML para su ejecución en la Web, lo que limita el desarrollo y personalización de esta herramienta, pues se necesita conocer la tecnología GWT.

JadaSite [5]. Es el más popular de estos sistemas, está desarrollado en JSP/Java, es gratuito y comunitario. Está creado completamente en JSP con tecnologías como JQuery; su sistema de creación de plantillas está dentro del mismo panel de administración, pues la plantilla creada debe estar en un paquete JAR, y ésta debe estar creada en JSP completamente.

Estos scripts creados en JSP/Java principalmente, se han dejado en esta sección ya que son poco utilizados, y debido a que son aplicaciones Java muy complejas de personalizar, carentes de

versiones para visualización desde dispositivos móviles, y dada su arquitectura e implementación es difícil incorporar dicha funcionalidad. Su personalización es compleja y también sus altas necesidades de espacio. De los 4 generadores de tiendas virtuales realizados PHP presentados anteriormente, el más pesado es Magento con alrededor de 34 MB; mientras que Jadasite requiere aproximadamente 120 MB.

IV. Herramienta Propuesta

La propuesta consiste en un sistema basado en JSP y DBMS MySQL y/o PostgreSQL, el cual será modular y con un sistema de plantillas propio. Una idea general del sistema, sus componentes y módulos está representada en la Figura 5. Se observan módulos en tres niveles: administrador, usuario, y módulos generales.

La arquitectura del sistema está basada en cliente-servidor apoyado en los patrones de diseño Model-View-Controller (MVC) para el funcionamiento interno y Web Responsive Design (WRD) para la interfaz Web.

Dado que es una aplicación Web, se hace uso de un servidor HTTP con un contenedor de servlets Java. La arquitectura del sistema consta de 5 componentes generales: el núcleo, los java beans, el modelo, las acciones y las vistas.

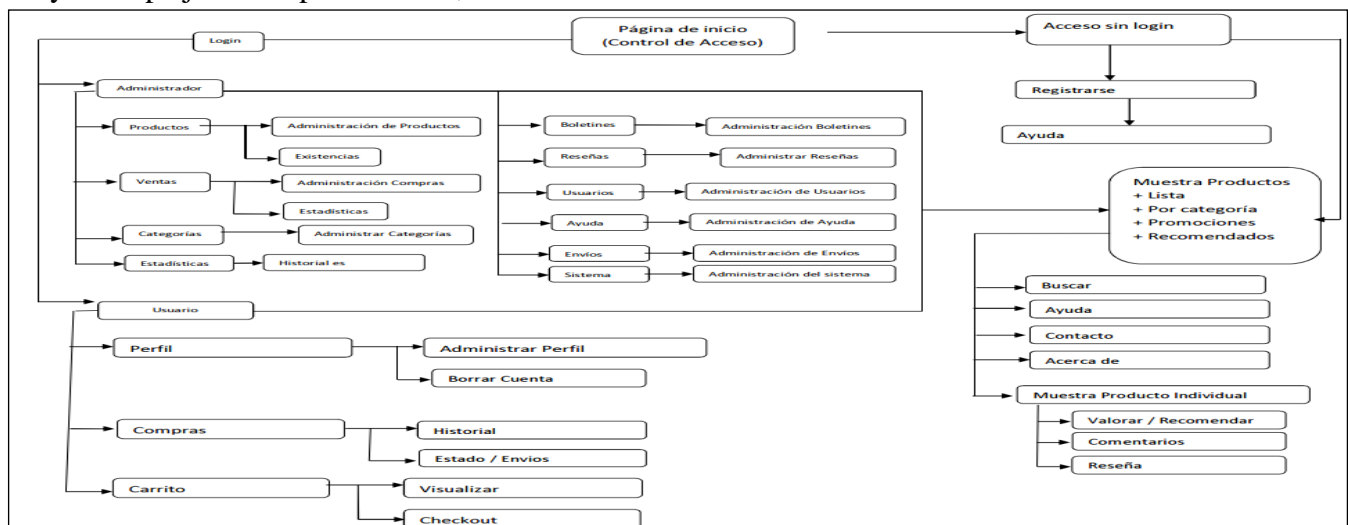


Fig05. Mapa general del sistema propuesto con componentes y módulos.

El patrón de diseño de software MVC se muestra en la Figura 6. Es un conjunto ordenado de subsistemas, cada uno de los cuales está constituido en términos de los subsistemas que tiene por debajo, y proporciona la base de la implementación de aquellos que están por encima de él. Los objetos de cada capa suelen ser independientes, aunque también existen ciertas dependencias entre objetos de distintas capas. Existe una relación cliente/servidor entre las capas inferiores, que son las que proporcionan los servicios, y las capas superiores.

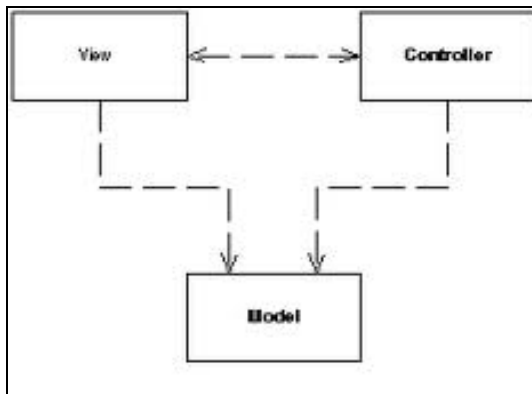


Fig06. Model-View-Controller (MVC).

La vista es la capa de presentación, la cual proporciona la interfaz gráfica y se encarga de la presentación de los datos al usuario, así como de recoger la información del usuario hacia el sistema. El controlador es la capa de negocio o lógica de la aplicación, la cual proporciona la funcionalidad de la aplicación. En esta capa es donde se lleva a cabo el intercambio de mensajes entre el usuario y el sistema, así como también se encarga de recoger las peticiones del usuario y realizar las operaciones necesarias para atender dichas solicitudes. El modelo es la capa de datos o persistencia, este nivel es el encargado de almacenar toda la información de nuestro sistema, además de asegurar el acceso a la información de una forma controlada y segura; este nivel lo forma la base de datos, el software de gestión de base de datos y una clase a la que llamamos modelo, el cual contiene todos los métodos de acceso a los datos.

El patrón de diseño WRD se muestra en la Figura 7. Es un patrón recientemente creado y adoptado

por los desarrolladores Web, el cual trata de solventar los problemas que existen al momento de crear páginas para diferentes dispositivos. Este patrón se centra en crear un único diseño que se adapte a los dispositivos y sus resoluciones sin tener que cargar desarrollos específicos para éstos; se basa principalmente en Media Queries, los cuales fueron añadidos al estándar 3 de CSS.



Fig07. Web Responsive Design (WRD).

Los Media Queries (MQ) son parte de las especificaciones de CSS de sus últimas versiones; éstos permiten cambiar de estilo según la resolución del dispositivo en el cual se visualiza la página Web.

Por ejemplo, si una página está diseñada para una resolución de 1024 pixeles la letra tendría un tamaño de 12px; sin embargo, al cambiar de resolución y ésta sea más pequeña, la fuente seguirá del mismo tamaño y que a menor resolución se vería más grande haciendo más difícil la lectura de la página. Gracias a MQ se puede determinar partes de código CSS o cambiar atributos de clases dependiendo de la resolución. De esta forma, se pueden tener definidas secciones de código CSS para diferentes resoluciones.

Para llevar a cabo la implementación del sistema se está utilizando una serie de tecnologías de última generación, lo cual permitirá un prototipo funcional en los nuevos sistemas. Estará implementado con tecnologías Java, junto con un manejador de bases de datos confiable, así como tecnologías de última generación como lo es XHTML, CSS3, y JavaScript, utilizando la biblioteca JQuery principalmente, la cual es un

compilado de funciones JavaScript, así como plug-ins, listo para usarse y que proporciona una nueva forma de programar con JavaScript, haciéndolo más rico y fácil de usar. JQuery es una biblioteca gratuita, con lo cual se pretende tener un proyecto abierto, y de libre uso por otros estudiantes interesados en realizar aportaciones.

Las principales tecnologías que serán utilizadas en nuestro sistema son las siguientes: servidor Web Apache Tomcat, manejador de base de datos relacional PostgreSQL, HTML, XHTML, CSS, JavaScript, framework JQuery, framework Twitter Bootstrap, Java beans, servlets, Java Server Pages.

V. Conclusiones y Trabajo Futuro

En este artículo se presentó una revisión de las herramientas existentes para creación de tiendas virtuales; y se propone una herramienta Web para la generación de tiendas virtuales, las cuales puedan ser desplegadas de manera automática en dispositivos móviles.

La arquitectura del sistema está basada en cliente-servidor apoyado en los patrones de diseño MVC para el funcionamiento interno y WRD para la interfaz Web. Dado que es una aplicación Web, se hace uso de un servidor HTTP con un contenedor de servlets Java. La arquitectura del sistema consta de 5 componentes generales: el núcleo, los java beans, el modelo, las acciones y las vistas.

Dentro del trabajo futuro se contempla concluir la implementación de la herramienta para creación de tiendas virtuales, además de realizar pruebas de usabilidad con usuarios finales y administradores de tiendas virtuales.

VI. Referencias

- [1] OsCommerce. Disponible en: <http://www.oscommerce.com/>. Último acceso en Junio de 2013.
- [2] Opencart. Disponible en: <http://www.opencart.org/>. Último acceso en Junio de 2013.

- [3] Magento. Disponible en: <http://www.magento.com/>. Último acceso en Junio de 2013.
- [4] Prestashop. Disponible en: <http://www.prestashop.com/>. Último acceso en Junio de 2013.
- [5] Jada-Site. Disponible en: <http://www.jadasite.com>. Último acceso en Junio de 2013.
- [6] Tabla comparativa de Magento VS Opencart VS Prestashop [BLOG]. Disponible en: <http://www.iecsp.com/opencart-vs-prestashop-vs-magento-589>. Último acceso en Junio de 2013.
- [7] Prestashop Empire: Tabla de comparación. Disponible en: <http://www.prestashopempire.com/prestashop-vs-magento-vs-opencart/>. Último acceso en Junio de 2013.
- [8] Tabla comparativa de sistemas para la creación de tiendas electrónicas. Disponible en: http://en.wikipedia.org/wiki/Comparison_of_shopping_cart_software. Último acceso en Junio de 2013.
- [9] Zen-Cart. Disponible en: <http://www.zen-cart.com/>. Último acceso en Junio de 2013.
- [10] Go eCommerce. Disponible en: <http://www.go-ecommerce.com/>. Último acceso en Junio de 2013.
- [11] Shoppizer. Disponible en: <http://www.shoppizer.com/>. Último acceso en Junio de 2013.
- [12] Konakart. Disponible en: <http://www.konakart.com/>. Último acceso en Junio de 2013.

VII. Autores

René Ortiz González es estudiante del décimo trimestre de la Licenciatura en Tecnologías y Sistemas de Información, en la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Cuajimalpa. Sus intereses se centran principalmente en el desarrollo de aplicaciones web dinámicas, y las aplicaciones para el comercio electrónico.

Carlos Roberto Jaimez González obtuvo el doctorado en Ciencias de la Computación y la maestría en Tecnologías para Comercio Electrónico, ambos por la Universidad de Essex, Reino Unido; también es Licenciado en Computación por la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Iztapalapa. Actualmente es profesor investigador del Departamento de Tecnologías de la Información, de la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Cuajimalpa. Dentro de sus intereses de investigación están los sistemas distribuidos, los servicios web, los objetos distribuidos, la interoperabilidad de sistemas, el desarrollo de aplicaciones para comercio electrónico, y los sistemas de agentes para comercio electrónico.

Proyecto Multiplataforma para Dispositivos Móviles y Smartphones “PickUP”

Juan Carlos García Sánchez, Carlos Delgado Mata

Universidad Panamericana campus Bonaterra, Josemaría Escrivá de Balaguer 101, Fracc. Rústicos Calpulli, CP 20290, Aguascalientes, Ags., México, (449) 910 62 00, jcgarcia@up.edu.mx.

Resumen

Este artículo presenta una manera de desarrollar aplicaciones para dispositivos móviles (teléfonos inteligentes, tabletas, computadoras portátiles) que mediante la integración y utilización de tecnologías web abiertas como: php, HTML 5, CSS 3, smarty, mySQL, geolocalización, streaming de multimedia y protocolos de federación de identidad integradas en la plataforma Kurogo, permiten que un miembro de la comunidad Universitaria pueda solicitar a compañeros del campus un aventón en coincidencia de ruta y horario, establecer en un mapa virtual las rutas hacia su campus, compartir calendarios de eventos, consultar los canales multimedia, dar a conocer información y contactos de urgencia dentro y fuera de la Universidad, con la generación de un sólo código en un mismo ambiente de programación y para arquitecturas Android, iOS, Windows Phone, etc.

Palabras Clave: Código abierto, kurogo, Smarty, Cascade Style Sheets, PHP Orientado a Objetos, HTML 5, Smarty, Dispositivos móviles, Multiplataforma, LDAP, Google Services

I. Introducción

Para este 2013 existen aproximadamente 7 mil millones de personas en el planeta [1], de las cuales casi el 35% cuenta con acceso a internet [2]. En el caso de México, con una población de aproximadamente 118.4 millones de personas [3], se mantiene en un porcentaje de penetración para internet de aproximadamente 45.1 millones de usuarios [4].

Al 2013 se han activado más 101 millones de líneas celulares [5], de las cuales 17% son smartphones [6] (Google México ha publicado que para el 2014 el 50% de las consultas a su sitio provienen de un celular) [7]. La cifra de personas con algún tipo de pobreza es de 52 millones, entonces podemos concluir dos cosas: 1) En promedio los mexicanos fuera de alguna pobreza cuentan con 2 celulares por persona o 2) Casi todos los mexicanos cuentan con al menos un celular.

Para el 2013 se estimó que la venta de teléfonos inteligentes y tabletas superaron las 1,200 millones de unidades vendidas, es decir poco más del 86% de todos los dispositivos

computacionales vendidos en todo el mundo [8]. La utilidad neta promedio de cada uno de estos dispositivos va de entre un 40% hasta un 60% mientras que la ganancia neta de una computadora personal es cada vez menor a estos porcentajes [9].

Evidentemente esto no es una moda sino toda una tendencia, el futuro del cómputo masivo y de entretenimiento está aquí, desarrollando nuevas oportunidades para las áreas de Tecnologías de Información y Ciencias Computacionales en la integración de servicios y demanda de soluciones de movilidad, apoyándose en nuevas redes inalámbricas que se están fortaleciendo en el mercado masivo como 802.11 ac para redes inalámbricas de área local, Samsung y Apple incluyen esta arquitectura para alta transferencia de datos en sus teléfonos inteligentes, tabletas o laptops [10]; redes de cobertura metropolitana como WiMAX ya establecidas como estándar de la industria y podremos ver cada vez más ciudades enteras con conectividad a internet. En México de manera masiva clientes conectados a los proveedores de internet vía fibra óptica les permite obtener de 10 a 100 veces los anchos de

banda que hoy por hoy se ofertan en el mercado [11] ; por último redes celulares de cuarta generación capaces de entregar 20 veces más ancho de banda en los dispositivos conectados a esta red [12].

Este artículo no pretende analizar las causas de las cifras anteriores, pero sí mencionar el crecimiento exponencial con el que cuentan las tecnologías móviles en todo el mundo, en nuestro país y en concreto en el campus Bonaterra de la Universidad Panamericana, demanda nuevos servicios en web compatibles con todas las plataformas móviles del mercado.

En la población de los alumnos del campus se ha detectado lo siguiente:

- 1) Algunos alumnos no cuentan con transporte propio y por la ausencia de transporte público, llegar hasta la ubicación geográfica del campus complica su arribo.
- 2) La población de alumnos del campus tiene su domicilio repartido en prácticamente todo el municipio capital inclusive en municipios aledaños.
- 3) Tal vez algunos alumnos de nuestro campus podrían planear hacer ronda con sus compañeros y con ello disminuir el costo de transporte, consumo de combustible y la emisión de contaminantes.

II. Configuración y puesta a punto plataforma Kurogo

Kurogo es una plataforma open source desarrollada por egresados por la Universidad de Harvard y el Instituto Tecnológico de Massachusetts. A continuación se describe en la figura 1.1 los componentes generales de los elementos de la arquitectura de Kurogo:

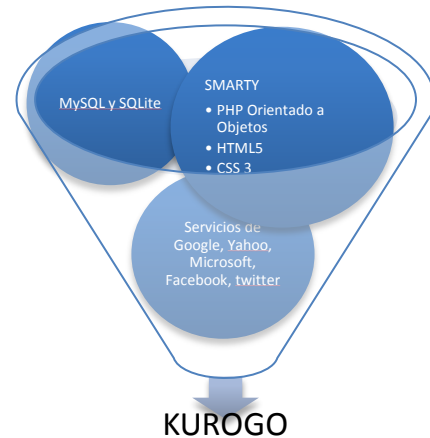


Fig. 1.1 Arquitectura de Kurogo

La tecnología en su parte inicial, ofrece información poco clara y después de pruebas se recomienda el siguiente esquema para su configuración de arranque[13]:

1. Descargar Xampp para Windows, esta utilería contiene apache, php, MySQL y SQLite. Se sugiere una instalación en C: ejecutándose con permisos de administrador.
2. Descargar Kurogo, la última versión con mejoras agregadas y estables es la versión 1.4
3. El zip resultante debe descomprimirse dentro del folder de publicación web de acuerdo a la tecnología seleccionada, en este caso es, ../xampp/htdocs.

Configuración de PHP

- Habilitar en php.ini, los modulos para ldap, mysql y sqlite.
- Verificar con php.info que la versión sea 5.3 o superior

Pasos de instalación de Kurogo:

- En la carpeta de sites, se encuentra el folder *Universitas*, que contiene la información del sitio para campus Universitarios.
- En la carpeta *Config*, es necesario hacer una copia del archivo kurogo.ini.
- Revisar el archivo httpd.conf y verificar que no este comentada el modulo mod_rewrite.so. Una vez finalizada la puesta a punto inicial se describe en la Figura 2.1 la arquitectura general para la construcción de la solución.

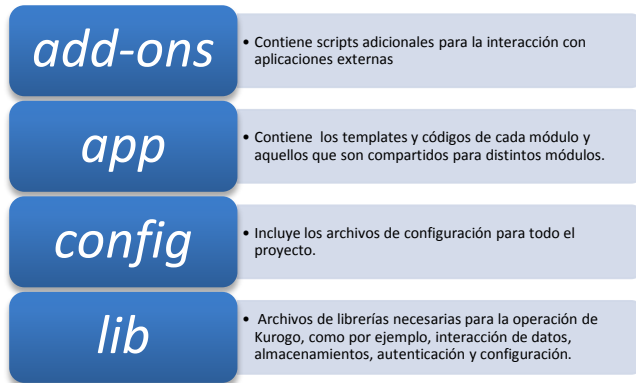


Fig. 2.1 Arquitectura Kurogo

III. Desarrollo de módulo PickUP

Dónde Vives? (Raid)

Este módulo permite que un alumno contacte a compañeros de la Universidad para poder compartir transporte hacia la institución, en el siguiente diagrama se describe brevemente su funcionamiento:

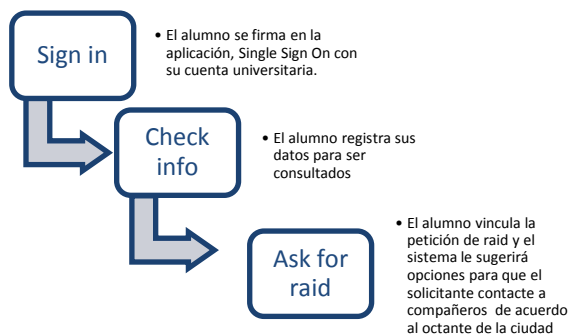


Fig. 3.1 Descripción módulo PickUP

- La generación de un nuevo módulo requiere de conceptos básicos de la utilización de un motor de plantillas denominada SMARTY, tecnología desarrollada por Monte Ohrt y Andrei Zmievsky [14].

- En general este motor de plantillas consiste en una nueva manera de programación en la que la programación de las funcionalidades de una aplicación (en este caso PHP) es posible separarse del diseño (HTML y CSS) [15], de

manera, que la modificación de contenido es independiente del diseño y viceversa. A continuación un breve ejemplo de la construcción de una página web con SMARTY (archivo index.php):

```
include('Smarty.class.php');

//Creación de un objeto smarty

$smarty = new Smarty;

// se asignan valores a las variables
nombre y dirección

$smarty->assign('nombre', 'Juan Carlos');

$smarty->assign('domicilio', 'Mi casa');

$smarty->display('index.tpl'); //archivo al
que se ligará con HTML
```

- Como siguiente paso es necesario introducir el código HTML necesario para la visualización, el archivo debe guardarse con extensión *.tpl, para este caso index.tpl

- Como se podrá observar un diseñador web puede hacer los cambios que desee, al igual que un programador puede ser ajeno a estos cambios pero integrar o mejorar nuevas funcionalidades al sitio, respetando únicamente la estructura de variables en el archivo TPL. De esta manera es como Kurogo actualiza cualquier cambio de etiquetas, mensajes y funcionalidades.

- Para ejemplificar esto, el módulo tiene como nombre hello, el archivo /sites/Universitas/config/hello/module.ini alimenta al archivo index.tpl en donde a este se importan las plantillas ubicadas en /app/common/templates/header.tpl y footer.tpl cómo cabecera y pie de la vista respectivamente. En su composición se importan desde module.ini las etiquetas de las tags HTML de la forma de captura de los datos de la zona en la que vive el alumno, profesor o funcionario.

- A continuación se modifica el código de presentación del módulo con el archivo module.ini e index.tpl.

Archivo module.ini

```
[module]

title="En donde vives?"

disabled = 0

protected = 0

search = 1

secure = 0

[strings]

LOGIN_LABEL2 = "Confirmar Matricula"

PASSWORD_LABEL="ConfirmarPwd"

ZONE_LABEL = "Zona"

ZONE1_LABEL= "Centro"

ZONE2_LABEL= "Norte"

ZONE3_LABEL= "Sur"

ZONE4_LABEL= "Oriente"

ZONE5_LABEL= "Poniente"

ZONE6_LABEL= "Nororienta"

ZONE7_LABEL= "Norponiente"

ZONE8_LABEL= "Surorienta"

ZONE9_LABEL= "Surponiente"

ZONE10_LABEL= "Fuera de la ciudad"
```

Archivo index.tpl de captura para inserción o actualización de ubicación.

```
{include
file="findInclude:common/templates/header.t
pl"}

<h1 class="focal">{$message}</h1>

<form class="focal"
action="http://172.23.6.0/www/myscripts/inse
rt.php" method="post" >
```

```
{$moduleStrings.LOGIN_LABEL2} <input
type="text" name="fuser2"
class="loginFormInput"/><br />

{$moduleStrings.PASSWORD_LABEL2}
<input type="password" name="fpwd2"
class="loginFormInput"/><br />

{$moduleStrings.ZONE_LABEL}:

<select name="zona">

<option
value="Centro">{$moduleStrings.ZONE1_LA
BEL}</option>

<option
value="{ $moduleStrings.ZONE2_LABEL}">{
$moduleStrings.ZONE2_LABEL}</option>

<option
value="{ $moduleStrings.ZONE3_LABEL}">{
$moduleStrings.ZONE3_LABEL}</option>

<option
value="{ $moduleStrings.ZONE4_LABEL}">{
$moduleStrings.ZONE4_LABEL}</option>

<option
value="{ $moduleStrings.ZONE5_LABEL}">{
$moduleStrings.ZONE5_LABEL}</option>

<option
value="{ $moduleStrings.ZONE6_LABEL}">
{ $moduleStrings.ZONE6_LABEL}</option>

<option
value="{ $moduleStrings.ZONE7_LABEL}">
{ $moduleStrings.ZONE7_LABEL}</option>

<option
value="{ $moduleStrings.ZONE8_LABEL}">
{ $moduleStrings.ZONE8_LABEL}</option>

<option
value="{ $moduleStrings.ZONE9_LABEL}">
{ $moduleStrings.ZONE9_LABEL}</option>

<option
value="{ $moduleStrings.ZONE10_LABEL}">
{ $moduleStrings.ZONE10_LABEL}</option>

</select>

</br>
```

```

<div class="formbuttons">
    {include file="findInclude:common/templates/
    formButtonSubmit.tpl"
    buttonTitle="Actualizar"}
</div>
</form>
</br>
{include
file="findInclude:common/templates/footer.tpl"
}

```

PHP script para conectividad y escritura en Active Directory

```

<?php
    $ds=ldap_connect("a.b.c.d") or die ("No se
    pudo conectar al Servidor LDAP.");;

    ldap_set_option                ($ds,
    LDAP_OPT_PROTOCOL_VERSION, 3);

    ldap_set_option                ($ds,
    LDAP_OPT_REFERRALS, 0);

    //echo "El resultado de la conexión es " . $ds .
    " <br />";

    $usuario = $_POST["fuser2"];

    //echo "El usuario es " . $usuario . " <br />";

    $pwd = $_POST["fpwd2"];

    //echo "La contraseña es " . $pwd . " <br />";

    $zona = $_POST["zona"];

    $usuario = htmlspecialchars($usuario);

    $pwd = htmlspecialchars($pwd);

    $dominio = "@<-dominio->";

    $usr = $usuario.$dominio;

    $fields = array ("distinguishedName","l");

    $dn="OU=Aguascalientes,DC=a,
    DC=m,DC=x,DC=mx";

    if ($ds) {

```

```

// bind

$r=ldap_bind($ds,"XXXXXX@<-
dominio->","XXXX");

//echo "El resultado de la vinculación
es " . $r . " <br />";

//echo "El dato a insertar es " . $zona .
" <br />";

$sr=ldap_search($ds,$dn,
"(sAMAccountName=$usuario)",$fiel
ds);

//$sr2 = ldap_read ($ds, $sr,
'(objectclass=*)',
array('distinguishhdName','st'));

//echo "El DN devuelto es: " . $sr .
"<br />";

$info = ldap_get_entries($ds, $sr);

// preparar datos

//echo "Datos encontrados
".$info["count"]."<p>";

for ($i=0; $i<$info["count"]; $i++) {

    //echo "dn es: ". $info[$i]['dn']
    ."<br>";

    $dn2 = $info[$i]['dn'];

    //echo "Zona es: ". $info[$i]['l'] ."<p>";

    if ($info[$i]['l']){

        $entry["l"]= $zona;

        //echo "Antes de entrar a la
        actualizacion ".$entry['l']."<br>";

        // actualiza el dato

        $r=ldap_mod_replace($ds,$dn2,$entr
y);

        //if ($r) echo "Sera <br>";

        //else echo "pelas <br>";

    }else{

```

```

$entry['l'] = $zona;

//echo "Antes de entrar a la
insercion".$entry['l']."<br>";

// agregar el dato
$r=ldap_mod_add($ds,$dn2,$entry);

//if ($r) echo "Será?? <br>";

//else echo "Bye! <br>";

}

}

} else {

    echo "No es posible conectarse con
    el servidor";

}

//Una vez hecha la insercion regresamos a
Kurogo

$url = "http://a.b.x.y/www/";

header ("Location: $url");

?>

```

- Introducido este código es necesario que previamente el alumno o profesor se valide con su cuenta UP, para ello hay que agregar el archivo `acls.ini` en `/site/Universitas/hello`, con lo siguiente:

```

[0]
type = "U"
action = "A"
scope = "U"
authority = "AD"
value = "*"

```

Donde `type="U"` indica que será validación por usuario, `action="A"` debe autenticar, `scope="U"` alcance usuario,

`authority="AD"` autoridad para la autenticación Active Directory como se vio en páginas anteriores y `value="*"` significa a todos.

- Configurada la seguridad de acceso, ahora se da paso a la acción de la forma de actualización o inserción de la zona en donde vive el alumno, el trabajo se efectúa directamente en la base de datos de alumnos, funcionarios y profesores de todo el sistema UP contenido en el Directorio Activo (Active Directory) [16]

- Para ratificar los cambios se recomienda utilizar `ADSIedit.msc` [17] para confirmar en el esqueleto del Directorio Activo que los atributos deseados hayan sido modificados y sean los correctos.

IV. Resultados

Validación con el Active Directory, como se muestra en la Figura 5.1

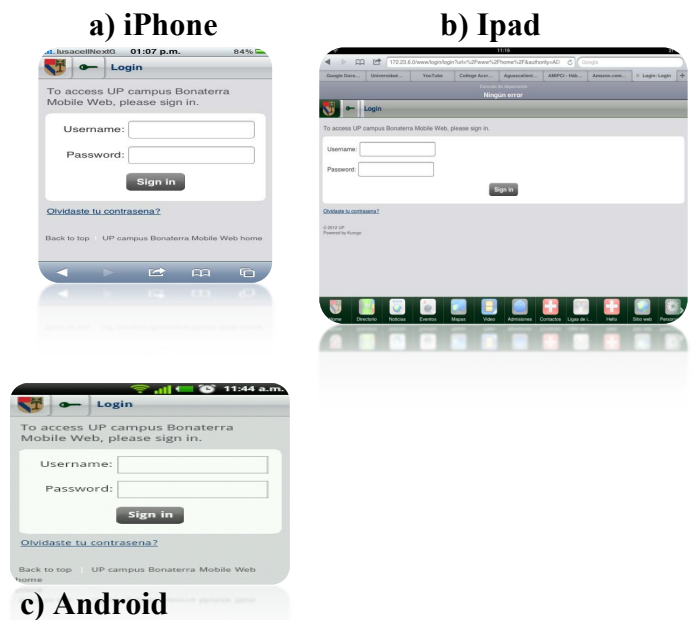
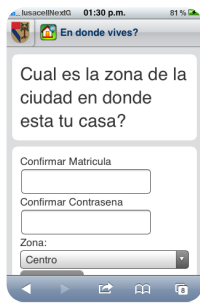


Fig. 4.1 Módulo de validación con Active Directory

Vista módulo de búsqueda "PickUP", como lo muestra la Figura 5.2.

a) iPhone



b) iPad



2. La rapidez en la navegación y operación dentro de la app fue... (1 mala ... 5 buena)
3. ¿La aplicación cumple con su objetivo? (Si/No)
4. ¿Cómo calificaría el diseño de la app? (1 es malo ... 5 muy bueno)
5. ¿Recomendaría esta app? (Si/No)
6. Comentarios

A continuación se describen los resultados de esta encuesta:

b) Android



Fig. 4.2 Módulo PickUP

V. Pruebas

1. El servicio fue probado en un servidor con las siguientes características de hardware:
 - Procesador Core i5, 3210M a 2.5 GHz
 - Memoria RAM de 4 GBytes
 - Disco duro iSATA de 500 GBytes
 - Tarjeta de red ethernet a 100 Mbps

Los dispositivos móviles con los que los usuarios ingresaron a la aplicación contaban en su totalidad con dos tipos de sistema operativo iOS o Android, tanto para smartphones como para tabletas.

Se seleccionó una muestra de 12 alumnos y 6 profesores de distintas carreras, a quienes se les aplicó una encuesta en línea que contiene cinco reactivos:

1. ¿Cómo calificaría los servicios que contiene la aplicación? (1 es malo ... 5 muy bueno)

Pregunta 1: ¿Cómo calificaría los servicios que contiene la aplicación?

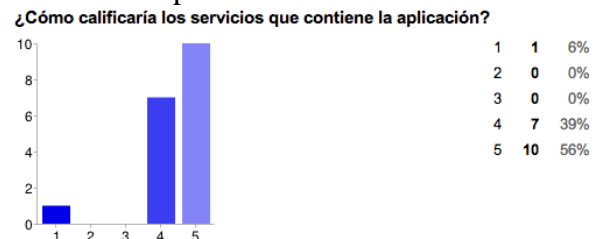


Fig. 5.1 Reactivo 1, encuesta

En donde el 56% (10 de los 18 encuestados) opina que la aplicación es muy buena, 39% buena (7 de 18) y 6% (1 de 18) opina que es mala.

Pregunta 2: La rapidez en la navegación y operación dentro de la app fue ...



Fig. 5.2 Reactivo 2, encuesta

El gráfico afirma que el 28% (5 de 18 personas) de los encuestados presentó buena rapidez en la navegación y operación de la aplicación, el 50% (9 de 18) regular y 22% aceptable (4 de 9).

- Pregunta 3. ¿La aplicación cumple con su objetivo?



Fig. 5.3 Reactivo 3, encuesta

El 94% de la muestra (17 de 18 personas) opina que la app *Si* cumple con su objetivo, mientras que un 6% (1 de 18) opina que *No*.

Pregunta 4. ¿Cómo calificaría el diseño de la app?



Fig. 5.4 Reactivo 4, encuesta

En la imagen anterior podemos constatar que el 44% de los encuestados (8 de 18) opina que el diseño de la aplicación es muy bueno, 17% es bueno (3 de 18), 28% es aceptable (5 de 18), 6% es deficiente (1 de 18) y 6% malo (1 de 18).

Pregunta 5. ¿Recomendarías esta app?

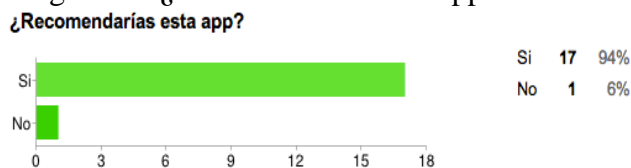


Fig. 5.5 Reactivo 5, encuesta

Se puede observar en la Figura 5.5 que el 94% (17 de 18) de los encuestados *Si* recomendarían la aplicación y un 6% (1 de 18) no la recomendaría.

Pregunta 6. Comentarios

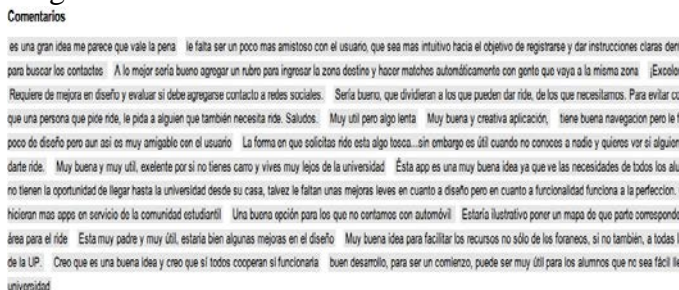


Fig. 5.6 Reactivo 6, encuesta

En los comentarios se pueden encontrar de manera sintetizada: menciones positivas sobre la aplicación y la idea, mejora en el diseño de la app y sugerencias de operación.

VI. Conclusiones

Los resultados de la encuesta puede ser consultado desde el sitio: https://docs.google.com/a/up.edu.mx/forms/d/1GpMgMnAaJi5OcnlqOXQ0A6YP_PUBK2SQ_P0AWSjIeSI/viewanalytics#start=publishanalytics.

De esta manera, las conclusiones de este trabajo son:

1. El futuro del desarrollo web está en la integración de tecnologías como lo muestra SMARTY, basado en la compatibilidad de plataformas abiertas y maduras como HTML5, CSS3 y PHP.
2. El impacto de esta aplicación al ser alta, ya que puede utilizarse desde cualquier sistema operativo para dispositivos móvil o equipo personal, demanda que sea instalada en infraestructura (servidor, internet, conectividad a la red local) alto desempeño.
3. La aplicación requiere ser mejorada en su diseño para ser más atractiva e incluir nuevos servicios como conectividad a redes sociales.
4. Por seguridad a los usuarios de la comunidad Universitaria, el algoritmo de ubicación solo publica el octante donde habita el usuario, no da a conocer información adicional que comprometa su privacidad o exponga patrones de comportamiento que no deban ser conocidos.

VII. Referencias

- [1] Agencia para Censos de los Estados Unidos <http://www.census.gov/popclock/>
- [2] Internet World Stats <http://www.internetworldstats.com/stats.htm>
- [3] Consejo Nacional de Población 2013 <http://www.conapo.gob.mx/es/CONAPO/Proyecciones>
- [4] Agencia Mexicana de Internet <http://www.amipci.org.mx/?P=editomultimediafile&Multimedia=348&Type=1>

- [5] Cantidad de líneas celulares en México
<http://eleconomista.com.mx/tecnociencia/2013/07/02/mexico-rebasa-100-millones-celulares>
- [6] Cantidad de smartphones en México,
<http://eleconomista.com.mx/tecnociencia/2013/06/11/mexico-mercado-top-10-global-smartphones-2013-idc>
- [7] John Farrel, Director de Google México
<http://eleconomista.com.mx/tecnociencia/2011/11/03/moviles-10-las-busquedas-google>
- [8] Consultora IDC, análisis equipo de computo personal,
<http://www.idc.com/getdoc.jsp?containerId=prUS24314413>
- [9] Ganacias smartphones,
<http://news.investors.com/technology-click/073113-665880-apple-leads-in-smartphone-profit-unit-share-slips.htm>
- [10] 802.11 ac con Apple y Samsung,
http://www.computerworld.com/s/article/9239965/Apple_pushes_three_times_faster_Wi-Fi_to_new_base_station_MacBook_Air_laptops
- [11] Servicios de internet de hasta 200 Mbps,
<http://axtel.mx/residencial/internet/axtel-x-tremo>
- [12] Servicios de datos móviles
<http://www.telcel.com/4GLTE/>
- [13] Kurogo setup and installation:
<http://kurogo.org/docs/mw/1.3/setup.html>
- [14] Smarty template engine. (Accesado en Junio del 2012). Disponible en:
<http://www.smarty.net/>
- [15] PILGRIM, MARK, 2010. Html 5: Up and Running E. U. A. O'Reilly Media, Inc. pp. 117-120
- [16] GILMORE, JASON W. Beginning PHP and MySQL From Novice to Professional, Fourth Edition, 2010. Apress. pp 353-361.
- [17] Windows Server 2003 administration tools and reference, en:
<http://www.microsoft.com/en-us/download/details.aspx?id=15326>

VIII. Autores

Mtro. Juan Carlos García Sánchez es Ingeniero en Ciencias Computacionales por la Universidad Panamericana, Maestro en Ingeniería por la misma Universidad. Actualmente se desempeña como Jefe de Tecnologías de Información y profesor de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Panamericana campus Aguascalientes.

Dr. Carlos Delgado Mata es Ingeniero en Ciencias Computacionales por la Universidad Panamericana, Maestro en Ingeniería por la Universidad Nacional Autónoma de México y Doctor en Agentes Inteligentes por la Universidad de Salford (Reino Unido). Actualmente es profesor-investigador en la Universidad Panamericana de Aguascalientes y miembro del Sistema Nacional de Investigadores (SNI-Nivel 1).

Programa para el Diseño de Interfaces Gráficas para Procesos Automatizados con PLC's

Miguel Magos Rivera, Ricardo Godínez Bravo, Eduardo Pomposo Muñoz

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco. Depto. de Electrónica, San Pablo 180 Col. Reynosa. 02200
México D.F., mrm@correo.azc.uam.mx rgb@correo.azc.uam.mx

Resumen

En este artículo se presenta el desarrollo de un programa de cómputo que sirve de apoyo para la configuración de un sistema electrónico que a su vez funciona como interface de usuario entre un PLC y el operador de un proceso. El programa, mediante librerías de objetos, permite construir la interface final de forma simple. La información de la configuración de las pantallas que componen la interface, es enviada al sistema electrónico vía serial donde quedará grabada de forma permanente. Una vez conectado el sistema electrónico al controlador, la animación gráfica de los objetos que componen la interface se realizará con base en los valores de variables de operación del PLC. Se presenta la estructura del programa elaborado en Visual Basic, así como un ejemplo de aplicación del sistema desarrollado.

Palabras Clave: Equipo Didáctico, Controladores Lógicos Programables, Sistemas Digitales, Interfaces Hombre-Máquina.

I. Introducción

La industria en el mundo ha tenido que transformarse en las últimas décadas debido a los avances tecnológicos y a la presión de los mercados que, entre otras características, buscan mejores productos a menores precios. Lo anterior ha provocado ajustes en el perfil de los egresados de las universidades. En los últimos años las estructuras y contenidos de los programas de estudios en Instituciones de Educación Superior que imparten carreras relacionadas con ingeniería han buscado adecuarse a los cambios que la sociedad y la industria requieren. En relación al campo del control se han organizado diversos foros de discusión para discutir hacia dónde dirigir la docencia, podemos mencionar entre otros el *Symposium on Advances in Control Education* organizado cada tres años por la International Federation of Automatic Control (IFAC) y el *Workshop on New Directions in Control Engineering Education* organizado en 1998 por la Control Systems Society del IEEE. Asimismo, la mayoría de las revistas especializadas en esta área proponen

constantemente números dedicados a la enseñanza del control en ingeniería [1, 2, 3].

La industria actual busca ingenieros que tengan la capacidad de comunicarse adecuadamente con otras personas a fin de trabajar en equipos multidisciplinarios; ingenieros que aplicando principios teóricos y de ingeniería, sean capaces de resolver problemas reales. El concepto tradicional de un alumno escuchando y aprendiendo lo que el profesor considera adecuado está siendo remplazado por un esquema en el cual se busca desarrollar la capacidad del estudiante para aprender por sí mismo. El objetivo es propiciar la autonomía y la capacidad de la persona a enfrentar en forma competente problemas reales que en muchos casos no están bien planteados por los solicitantes.

El estudio de los sistemas de control, a pesar de surgir de necesidades bien concretas, se fue inclinando con el tiempo hacia conceptos completamente abstractos, actualmente la tendencia es regresar a las bases. No se busca eliminar la teoría matemática asociada al estudio

de los sistemas de control, lo que se desea es que ésta pueda llevarse a un plano menos abstracto que el que normalmente se maneja en los cursos universitarios [4, 5, 6].

Los nuevos esquemas para la enseñanza del control consideran de gran importancia el enfrentar al estudiante a experiencias lo más cercanas a la realidad, esto implica que el trabajo experimental se vuelve una herramienta fundamental que sirve de apoyo a la comprensión de los conceptos teóricos estudiados en el salón de clases. Diversos estudios de psicología cognitiva demuestran que el camino más simple para que los estudiantes desarrollen capacidades y habilidades, es experimentando y reflexionando en los resultados obtenidos, que viendo y escuchando a alguien diciendo lo que se debe saber [7, 8].

El trabajo experimental en las instituciones educativas siempre ha estado confrontado a la problemática de equipar los laboratorios de ingeniería debido a los elevados costos de los equipos. Una de las estrategias que se ha planteado en el Departamento de Electrónica de la UAM-Azcapotzalco desde hace más de 10 años es el autoequipamiento. Esta opción, además de reducir drásticamente los costos, ha permitido acumular experiencia en el desarrollo de equipos dedicados a la experimentación. [9, 10, 11, 12, 13]

El Laboratorio de Control de la Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Azcapotzalco cuenta con tableros simuladores que se emplean como apoyo en cursos relacionados con Controladores Lógicos Programables (PLCs, por sus siglas en inglés)[10]. Estos equipos fueron contruidos bajo un programa de autoequipamiento, con el objetivo de contar con un interfaz que, mediante interruptores e indicadores luminosos, permitiese la comunicación entre el usuario y el programa que se ejecuta en el controlador. Actualmente, a nivel industrial existen interfaces más versátiles tales como: pantallas alfanuméricas para desplegar pequeños mensajes de texto y/o pantallas de computadora que mediante programas

especializados permiten la comunicación entre los usuarios y el controlador en forma más simple [14].

Buscando apoyar a los alumnos en el diseño de interfaces y modernizar los equipos didácticos del laboratorio se desarrolló una interfaz para un sistema basado en un microcontrolador que recibe en forma serial imágenes que corresponden a un proceso controlado por un PLC, las cuales son desplegadas en una pantalla LCD gráfica señalando y mostrando dinámicamente el estado de variables de interés durante la secuencia de control mediante imágenes.

En este artículo se describe el diseño y la implementación del interface mencionada, en la segunda sección del documento se describen las características principales de la interfaz. El artículo finaliza presentando los resultados obtenidos, las conclusiones y el trabajo a futuro.

II. Desarrollo

La aplicación desarrollada que se presenta en este artículo se desarrolló en VisualBasic6, consiste en una interfaz de usuario con un menú de objetos que sirven para representar las acciones más comunes dentro de un proceso, como el encendido o apagado de una lámpara, el desplazamiento de un pistón, el abrir o cerrar de una válvula, el apagado o encendido de un motor, etc.

Para representar variables como la temperatura, la presión, el nivel de un contenedor, etc., se implementaron galvanómetros, displays y barras de desplazamiento (horizontal y vertical).

También cuenta con la capacidad de asignar etiquetas y líneas que sirven para crear el fondo de la pantalla. En las figuras 1 y 2 se muestra la pantalla de trabajo de la interfaz de usuario.

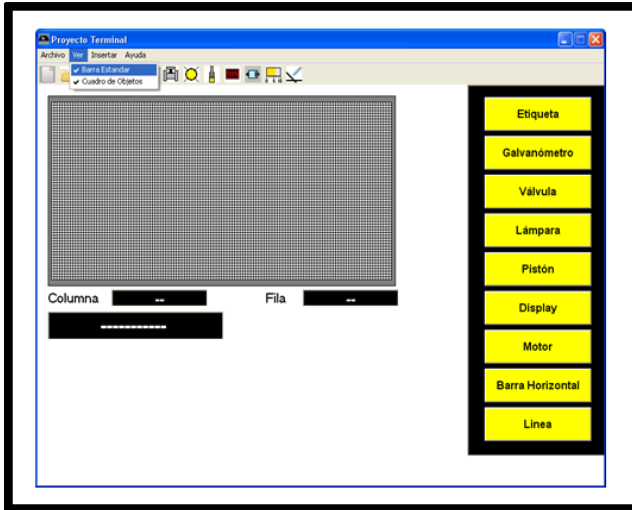


Fig01. Interfaz de usuario.

En esta interfaz se configuran los elementos analógicos y digitales con los que cuenta la interfaz. En cada pantalla se podrán agregar un máximo de 6 elementos.

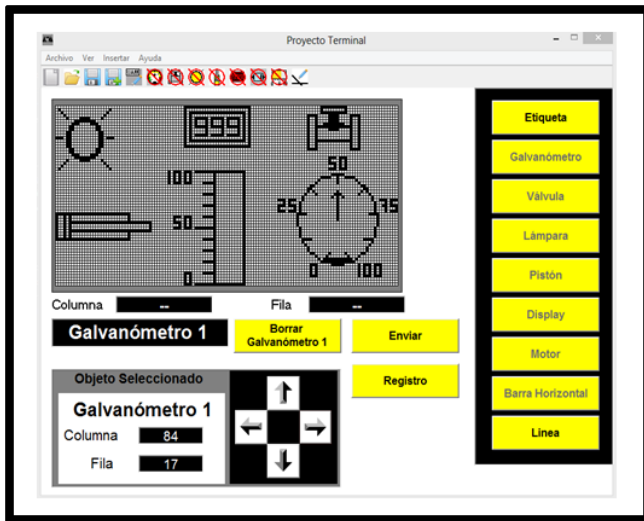


Fig02. Interfaz de usuario.

La interfaz se divide en 3 grandes bloques como lo muestra la figura 3.

Interfaz para la creación de la pantalla: Esta parte del programa comprende las rutinas por medio de las cuales el usuario diseñará las imágenes que corresponderán al proceso de control.

Procesamiento de la información: En esta parte se procesa la información obtenida del usuario y se transforma en una cadena de información binaria para ser enviada al sistema digital, el cual está basado en un microcontrolador.

Comunicación con el microcontrolador: Aquí se encuentran las rutinas encargadas de realizar la comunicación serial entre la PC y el microcontrolador para el envío de comandos.



Fig03. Bloques Principales de la Interfaz.

En la figura 4 se muestra el diagrama general de la Interfaz.

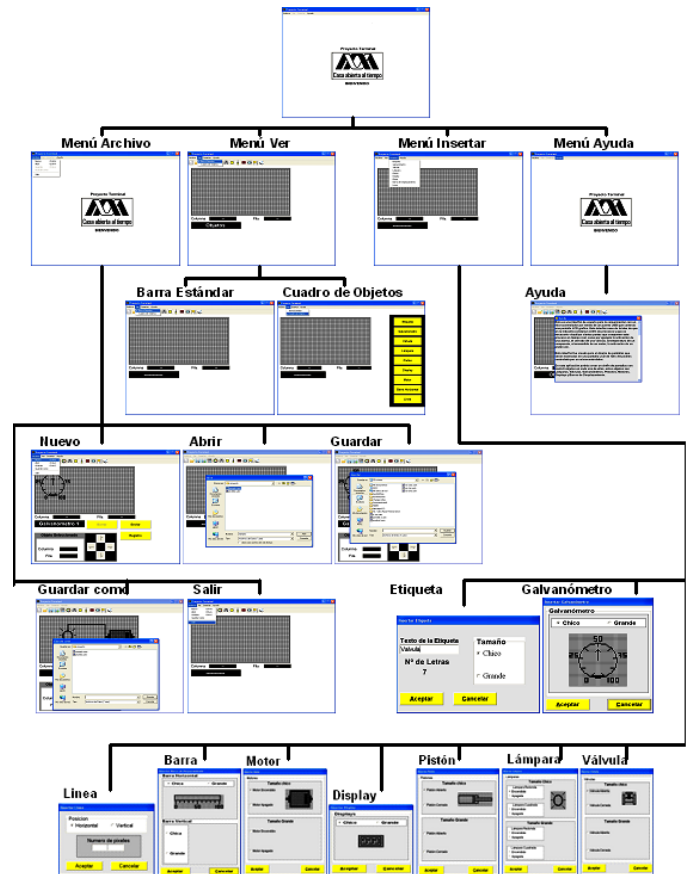


Fig04. Diagrama general de la interfaz.

A continuación se detalla más específicamente algunas de las ventanas de la aplicación así como los botones y menús que las conforman.

Formulario Principal (Modo Diseño).

El formulario principal es la ventana en la que están contenidos todos los controles para la configuración de las imágenes que se enviarán al sistema digital. El formulario principal siempre estará visible, este contendrá a su vez otro formulario (formulario malla), el formulario principal contendrá los controles que llamarán a los demás formularios que componen la interfaz.

En Visual Basic, un formulario es considerado como una ventana típica de Windows. En este se colocan los controles que Visual Basic dispone para crear una aplicación.

Cada uno de los elementos gráficos que forman parte de una aplicación de Windows es un tipo de control: botones, cajas de texto, cajas de diálogo, barras de desplazamiento, menús, gráficos, cajas de verificación, y muchos otros elementos son controles para Visual Basic.

Un formulario también se puede considerar como una especie de contenedor para los controles de una aplicación. En las figuras 5 y 6 se muestran la descripción del formulario principal y todos sus controles.

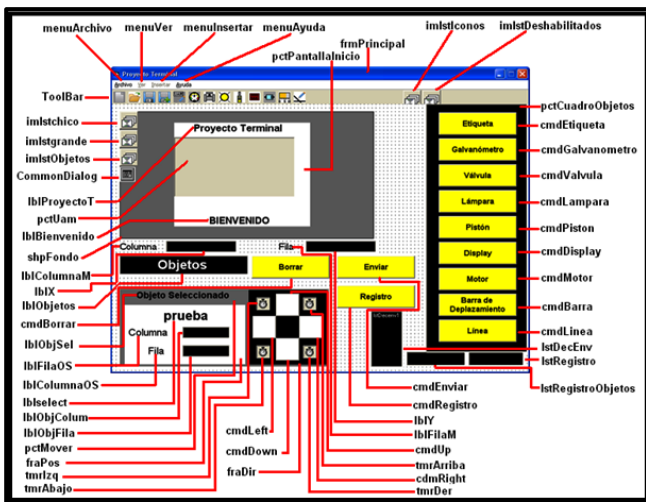


Fig05. Formulario principal y sus controles.



Fig06. Controles en la barra de herramientas.

Controles en la barra de herramientas.

Este control es la barra de herramientas que contiene las opciones Nuevo, Abrir, Guardar, Guardar como, Etiqueta, Galvanómetro, Válvula, Lámpara, Pistón, Display, Motor, Barra de Desplazamiento y Línea.

A estos controles se les asocia el evento ButtonClick. Cuando el usuario pulse sobre un botón de la barra de herramientas, ocurrirá el evento ButtonClick. En la figura 7 se muestra el diagrama de flujo para la Opción Nuevo.

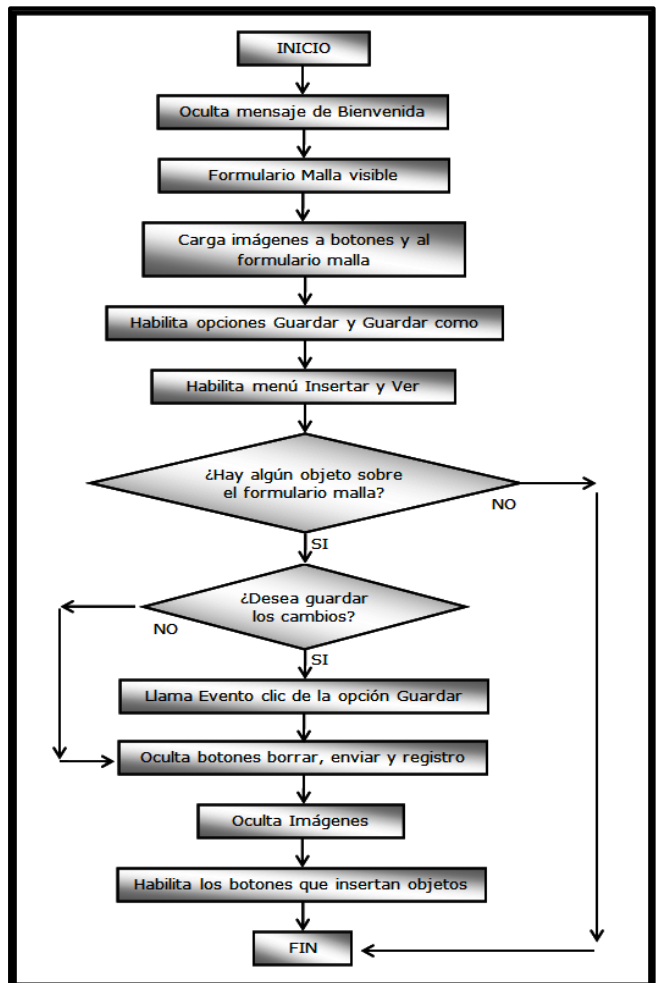


Fig07. Diagrama de flujo de la opción nuevo.

Formulario Malla.

El formulario malla es la ventana que simula la pantalla de la LCD, el cual es un arreglo de 128x64 pixeles, en este formulario aparecen los elementos que son insertados por medio de los menús, barra de herramientas y botones. En la figura 8 se muestra el formulario malla.

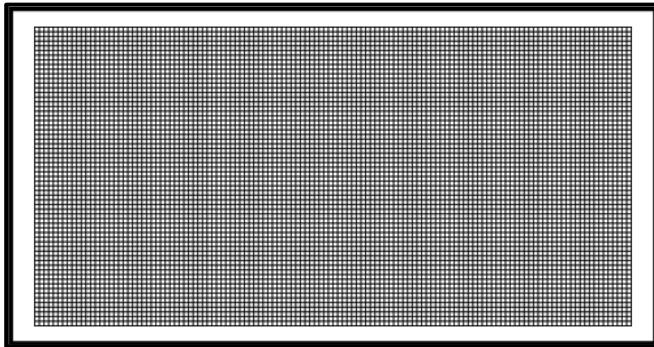


Fig08. Formulario Malla.

En el menú *Insertar* están contenidas las opciones asociadas a los elementos que se pueden agregar a la malla de trabajo.

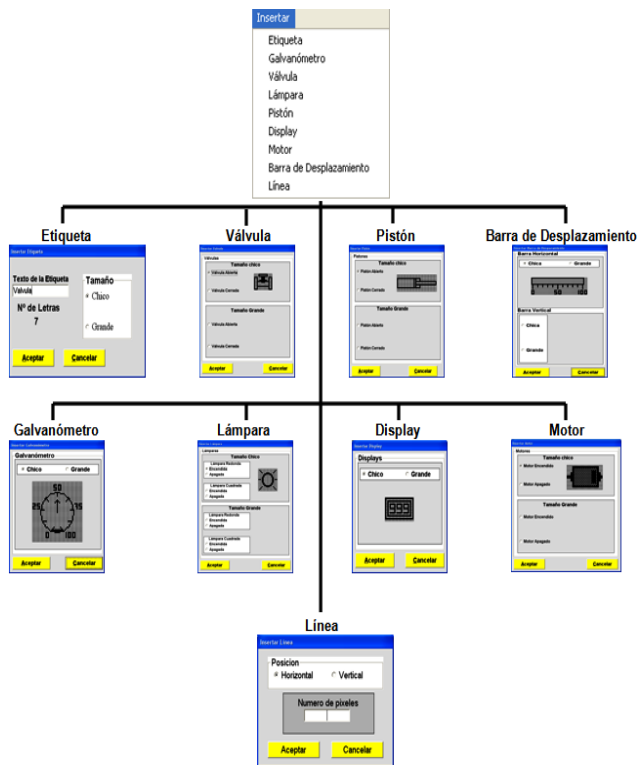


Fig09. Diagrama para Opción Insertar.

El menú *Insertar* está formado por las opciones *Etiqueta, Galvanómetro, Válvula, Lámpara, Pistón, Display, Motor, Barra de desplazamiento* y *Línea*.

En la figura 9 se muestra el menú *Insertar* y sus opciones.

Formulario Registro.

El formulario registro es la ventana que se desplegará al presionar el botón registro.

En este formulario se muestran los objetos que se han insertado en la malla de trabajo y el orden en que han sido insertados.

Esta ventana es de suma importancia para el correcto envío de la información del PLC al sistema digital. En la figura 10 se muestra el formulario registro.

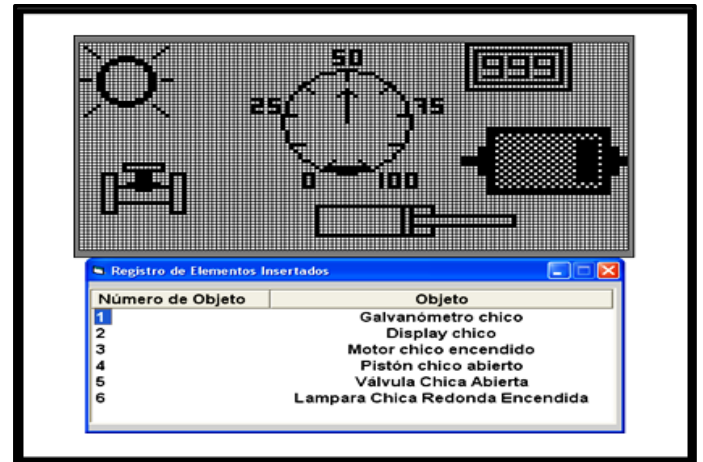


Fig010. Formulario Registro.

Este formulario es un control utilizado para mostrar elementos gráficos como carpetas, iconos, imágenes, texto, etc. También se puede utilizar para mostrar reportes e información de forma organizada.

Formulario Enviar.

El formulario enviar es la ventana que se desplegará al presionar el botón enviar en el formulario principal.

En este formulario se encuentran los comandos referentes al envío de información hacia el sistema digital.

En la figura 11 se muestra el formulario enviar.

Fig011. Formulario enviar.

La construcción y programación del sistema digital que procesa y almacena la información enviada desde la interfaz de usuario se realizó en el proyecto denominado **“Sistema para Monitoreo Gráfico de Procesos Controlados por PLC”** [17].

El sistema digital es el encargado de mostrar las imágenes diseñadas en la interfaz de usuario de acuerdo al estado de algunas variables controladas por el PLC en algún proceso que se requiera monitorear. Otras funciones que realiza el sistema digital son el almacenamiento, procesamiento, recepción y transmisión de datos. El módulo de control realiza las siguientes funciones:

- Comunicar al Sistema Digital con una PC o un PLC.
- Almacenar la información recibida desde la interfaz.

La imagen que se presenta en la figura 12, muestra una vista del sistema construido.



Fig012. Prototipo terminado del Sistema para Monitoreo Gráfico de Procesos Controlados por PLC'S.

III. Resultados y Conclusiones

Una vez construido el sistema se realizaron pruebas simples de operación. Básicamente se verificó el funcionamiento de la interfaz, diseñando las pantallas necesarias para monitorear un proceso controlado por un PLC con una aplicación de lavado de piezas metálicas como se muestra en las figuras 13 y 14. Se observó que la operación del sistema fue como se había esperado.

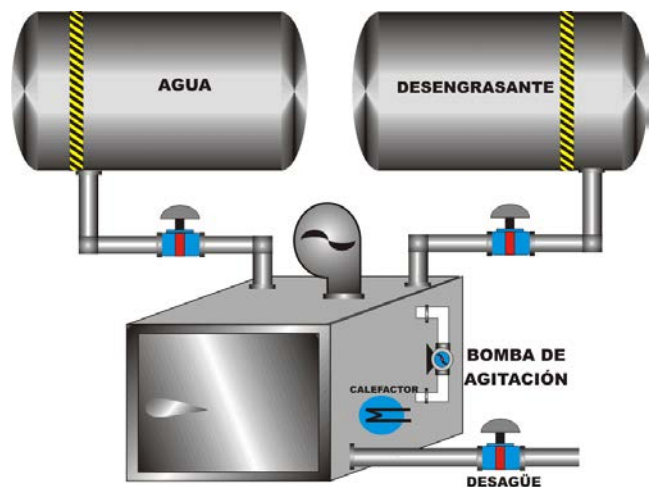


Fig013. "Diagrama de Lavadora de piezas metálicas automatizada en la aplicación para el sistema digital"

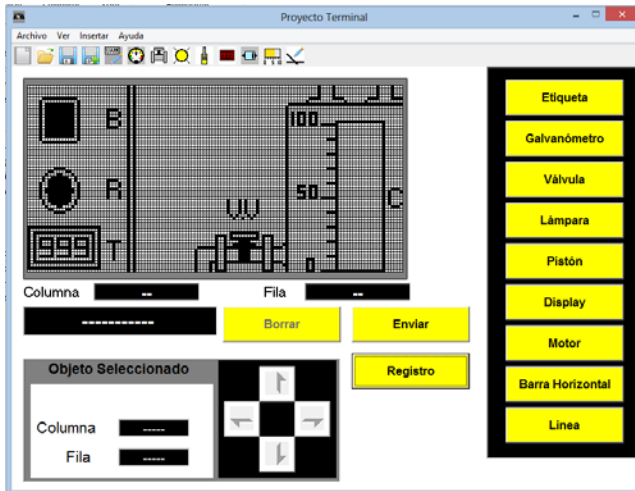


Fig014a. 'Diseño de la Imagen de un proceso de Lavado de piezas metálicas

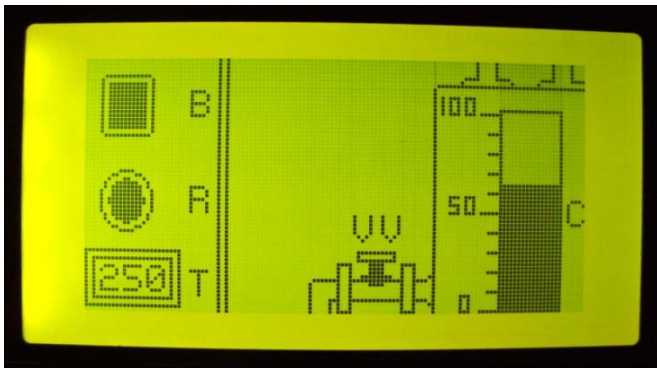


Fig014b. Imagen de un proceso de Lavado de piezas metálicas

Se estableció una correcta comunicación entre el sistema digital y el software para el diseño de pantallas, de esta forma se comprueba el correcto funcionamiento del sistema.

Un problema que se presentó fue el de guardar información, al inicio del proyecto se contempló que el usuario crearía todas sus pantallas y las enviará al sistema digital, pero esto requería que el usuario invirtiera mucho tiempo diseñando sus pantallas; al final se logró implementar las subrutinas de guardar y abrir que solucionaron este problema.

Los archivos se guardan con una extensión “.uam” para que no puedan ser abiertos y modificados por otro programa.

En lo referente al envío de la información se consiguió enviar la información hacia el sistema digital tal cual el usuario la diseñó en la interfaz, esto se obtuvo por el protocolo establecido entre el sistema digital y la interfaz.

Este protocolo requiere el envío de la información en formato binario, por lo que se generaron las subrutinas necesarias para que la interfaz envíe la información en bytes y en el orden que el sistema digital lo requiere.

El objetivo de este proyecto era diseñar una interfaz que permitiera al usuario configurar las imágenes que aparecerán en una pantalla LCD de 128 x 64 píxeles.

En este proyecto se usaron muchas de las herramientas que Visual Basic dispone para crear una aplicación, con esto se logró crear una interfaz de fácil entendimiento, ya que posee elementos que están presentes en muchos de los programas de Windows.

La interfaz posee menús, botones, cuadros de diálogo, mensajes y una barra de herramientas, con estos controles se logró que el usuario se acostumbre rápidamente al manejo de la interfaz.

Aunque la librería de objetos de la interfaz sea pequeña, este proyecto sienta las bases para crear librerías más grandes y completas.

Se implementaron las subrutinas necesarias para insertar etiquetas en dos tamaños distintos, este elemento permitirá al usuario desplegar mensajes en pantalla para comprender mejor el proceso que se está mostrando.

También se añadieron las subrutinas para insertar líneas, con esto se logró dar un aspecto más profesional a las pantallas mostradas, este elemento permite crear fondos de pantalla relacionados con el proceso controlado.

En futuros proyectos se podría crear una librería con fondos prediseñados que el usuario pueda agregar con tan solo dar un clic.

En conclusión se logró crear una interfaz que reúne los elementos más importantes en una aplicación, compatibilidad y funcionalidad. Una vez que se conoce el funcionamiento del sistema y que se han evaluado sus alcances, se contempla como trabajo a futuro el trabajo con una pantalla de mayor resolución.

IV. Referencias

- [1] IEEE Control Systems Magazine. Vol. 19 No. 5. Octubre 1999.
- [2] Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial. Vol. 7 No. 1. Enero 2010.
- [3] Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial. Vol. 2. No. 2. Abril 2005.
- [4] S. Dormido Bencomo, "Control Learning: Present and Future". Annual Reviews in Control. Vol. 28. No. 1. 2004. pp. 115-136.
- [5] D. Bernstein, "Enhancing Undergraduate Control Education". IEEE Control Systems. Vol. 19 No. 5. Octubre 1999.
- [6] P. Terenzini, A. Cabrera, C. Colbeck, J. Parente, S. Bjorklund, "Collaborative Learning vs. Lecture /Discussion: Students' Reported Learning Gains". Journal of Engineering Education. Vol. 90 No. 1. 2001. pp. 123-130.
- [7] D. Bernstein, "Control Experiments and What I Learned from them: A Personal Journey". American Control Conference. Jun 1997. Albuquerque, NM, USA.
- [8] N. Kheir, J. Astrom, D. Auslander, K. Cheok, G. Franklin, M. Mastem, M. Rabins, "Control Systems Engineering Education". Automatica. Vol. 32 No. 2. 1997. pp. 147-166.
- [9] M. Magos, F. Tavares, F. González, "Diseño y Construcción de un Módulo de Transferencia de Calor para Experimentación". Reunión de Verano IEEE México. Julio 2001.
- [10] R. Alcántara, J. Jaimes, M. Magos, G. Moreno, "Implementación de un Tablero Simulador para Prácticas Didácticas con Controladores Lógicos Programables". Reunión de Verano IEEE México. Julio 2000.
- [11] I. Siller, R. Alcántara, J. Jaimes, I. Ramírez, N. Najera, "An Educational Level Control System", WSEAS/IASME International Conference on Educational Technologies, Bucharest, Romania, October 16-17, 2006.
- [12] R. Alcántara, R. Barrales, "Integración de Labview a un prototipo didáctico para la enseñanza de la medición de parámetros propios de la industria de procesos", Reunión de Verano IEEE México. Julio 2006.
- [13] J. Rodríguez, L. Delgado, M. Magos, "Control de una Torre de Destilación por Computadora", VIII Conferencia Científica de Ingeniería y Arquitectura. Habana, Cuba diciembre 1994.
- [14] Visualizador de Textos TD 200, Manual de Usuario. Siemens. Enero 2001.
- [15] Sistemas de Automatización S7-200, Manual del Sistema. Siemens. Marzo 1999.
- [16] S. MacKenzie, C. Phan, Microcontroladores 8051. Editorial Pearson. Prentice Hall. 4ta edición.
- [17] E. Pomposo. "Sistema para monitoreo gráfico de procesos controlados por PLC". Reporte de Proyecto Terminal. UAM-Azcapotzalco. 2013.

Autores

Dr. Miguel Magos Rivera es Ingeniero en Electrónica por la Universidad Autónoma Metropolitana, Maestro y Doctor en Control Automático por la Universidad Claude Bernard de Lyon (Francia). Actualmente es profesor-

investigador en la Universidad Autónoma Metropolitana unidad Azcapotzalco.

Ing. Ricardo Godínez Bravo es Ingeniero en Electrónica por la Universidad Autónoma Metropolitana. Actualmente cuenta con el 100% de créditos de la Maestría en Mecatrónica en el Instituto Tecnológico de Ecatepec además de ser profesor-investigador en la Universidad Autónoma Metropolitana unidad Azcapotzalco.

Eduardo Pomposo Muñozes Ingeniero en Electrónica, en el área de Instrumentación y control de la UAM Azcapotzalco.

Control de Cámara PTZ Mediante Protocolo PELCO-D en Hardware Reconfigurable

F. Omar Mendoza Ávila, J. Javier Díaz Carmona, Agustín Ramírez Agundis, Alfredo Padilla Medina, Rodolfo Orosco Guerrero

Instituto Tecnológico de Celaya, Av. Tecnológico y García Cubas, C.P. 38010, Celaya, Gto., 461 611 75 75, omar_29_10@hotmail.com, javier.diaz@itcelaya.edu.mx, agustin.ramirez@itcelaya.edu.mx, alfredo.padilla@itcelaya.edu.mx, rodolfo.orosco@itcelaya.edu.mx.

Resumen

En el presente trabajo describe la propuesta de implementación en Hardware reconfigurable (FPGA) de un módulo de control PTZ para cámaras de video tipo domo, utilizando el protocolo de comunicación asíncrona Pelco-D, el trabajo propuesto es descrito en el lenguaje de descripción de Hardware VHDL, utilizando la plataforma ISE 12.1 Design Suite, e implementado en una tarjeta de desarrollo Spartan 3E Starter Kit de Digilent. Es posible controlar la cámara de video en dos modalidades: 1) manual en el cual es necesario una palanca de control tipo joystick (Pmod JSTK de Digilent), con la cual se realiza la función de interface de movimiento entre el usuario y la cámara de video; 2) automático, donde es posible preestablecer hasta un total de 16 sectores los cuales serán vigilados constantemente. Dentro de las pruebas realizadas se verificó el correcto funcionamiento de ambos modos de operación, y de los resultados obtenidos se puede concluir que el control PTZ implementado funciona de manera adecuada para cualquier cámara de video que soporte el protocolo de comunicación Pelco-D.

Palabras Clave: Control PTZ, Hardware reconfigurable, Pelco-D, Pmod JSTK, VHDL, FPGA.

I. Introducción

Actualmente los avances tecnológicos permiten a las cámaras de video tener un papel muy importante en aplicaciones de casi todo tipo.

En la rama de la medicina, las cámaras de video de tamaños minúsculos y resoluciones muy altas permiten procedimientos médicos menos invasivos en los pacientes, y al mismo tiempo brindan imágenes de muy alta calidad del área en la que se está trabajando. Otra aplicación muy común y no por eso menos importante, es la de monitoreo y vigilancia, donde las cámaras de video para esta aplicación específica deben optimizar ciertas características de hardware de suma importancia, como la velocidad de enfoque, rangos de saturación luminosa y capacidad de acercamiento, entre otras más [1].

En la actualidad existen diferentes tipos de cámaras de video para uso exclusivo de monitoreo y vigilancia, las cuales deben cumplir con los requerimientos mínimos establecidos por la *IEEE* [2], tanto en hardware como en software, de tal manera que sean aptas para poder funcionar de forma adecuada en dicha aplicación.

Dentro de los requerimientos de hardware existen cámaras de video con las características antes mencionadas y cámaras que pueden soportar uno ó varios estándares de comunicación serial, tales como el RS-232, RS-422, RS-485 y comunicación serial inalámbrica, siendo el estándar de comunicación RS-485 el más utilizado por las ventajas que ofrece, por ejemplo mayor inmunidad al ruido externo al ser diferencial, mayores longitudes de cableado y

fácil adaptación a cualquier estándar de comunicación serial [3].

Las especificaciones del software deben brindarle al usuario la libertad de poder elegir el protocolo de comunicación que mejor se adapte a sus necesidades, siendo esto la razón por la que actualmente existen en el mercado una gran cantidad de fabricantes de equipos de video para monitoreo y vigilancia así como fabricantes de módulos de control para dichas cámaras. Una de las especificaciones encontradas muy a menudo es el llamado control PTZ (*Pan - tilt - zoom*), estos módulos de control son capaces de implementar una gran variedad de protocolos de comunicación, por ejemplo, *SAMSUNG*, *NEON*, *SANTACHI*, *PELCO*, *ALEC*, entre muchos más, ofreciendo de esta forma la posibilidad de controlar diversos equipos de monitoreo y vigilancia.

El protocolo de comunicación *Pelco-D* permite la transferencia de datos en una red, el cual fue desarrollado con el objetivo de estandarizar los equipos de control para cámaras de video, al ser un protocolo seguro por su estructura, robusto al poder controlar 255 dispositivos por unidad de control y flexible, en cuanto a la compatibilidad con la mayoría de fabricantes de equipos de vigilancia [4].

La aportación de este trabajo es el diseño e implementación en hardware reconfigurable de un sistema que permite las mismas funcionalidades de un control PTZ comercial, haciendo uso del protocolo Pelco-D.

La siguiente sección describe brevemente el protocolo de comunicación utilizado, su estructura, ventajas y limitaciones. En la tercera sección se describen los bloques que componen la unidad de control. El sistema propuesto es descrito en la cuarta sección, mientras que las

secciones quinta y sexta describen los resultados obtenidos y las conclusiones, respectivamente.

II. Protocolo Pelco-D.

Creado por la compañía Schneider Electric, comúnmente se usa para comunicar dispositivos de control (*ej. teclados*) con receptores (*ej. Cámaras de video tipo domo*). Normalmente utiliza como medio de transmisión cable de 4 ó 2 hilos, empleando alguno de los diferentes estándares existentes de comunicación serial asíncronos, el estándar de comunicación asíncrona RS-422 es el utilizado por Schneider Electric de forma nativa [4].

PELCO-D es un protocolo maestro-esclavo, solamente un maestro es conectado al bus de datos y uno o hasta un máximo de 255 dispositivos esclavos pueden estar conectados al bus serial, este protocolo de comunicación cuenta con un grupo de 62 comandos diferentes, con las siguientes características:

- Transmisión de datos a través del estándar RS-485, RS-422.
- 8 bits de datos, 1 bit de paro, sin bit de paridad.
- Velocidades de transmisión de 2400 y 9600 bps.
- Todo comando tiene una longitud de 7 Bytes: (*ver tabla 1*).

Byte 1	Byte 2	Byte 3	Byte 4	Byte 5	Byte 6	Byte 7
Sync Byte	ID	Comando 1	Comando 2	Dato 1	Dato 2	Check Sum

Tabla 1. Formato 7 Bytes Protocolo Pelco-D.

- Byte 1: siempre es 0xFF.
- Byte 2: dirección del dispositivo esclavo.
- Para el formato de los Bytes 3 y 4 ver tabla 2.

- Byte 5: contiene la información de la velocidad del movimiento Pan que va de 0x00 a 0x3F, y 0x40 para velocidad turbo.
- Byte 6: contiene la información de la velocidad del movimiento Tilt que va de 0x00 a 0x3F.
- Byte 7: checksum = suma modular a 8 bits de los bytes 2 al 6.

Item	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
Cmd 1	Sense	Reserved	Reserved	Auto / Manual	Camera on - off	Iris Close	Iris Open	Focus
Cmd 2	Focus Far	Zoom Wide	Zoom Tele	Down	Up	Left	Right	Always 0

Tabla 2. Comandos 1 y 2 protocolo Pelco-D.

Los comandos utilizados en modo automático en el presente proyecto reciben el nombre de *Set Preset*, *Clear Preset* y *Go to Preset*, dentro del protocolo Pelco-D (ver tabla 3).

Comando	Byte 3	Byte 4	Byte 5	Byte 6
Set Preset	0x00	0x03	0x00	0x01 a 0x80
Clear Preset	0x00	0x05	0x00	0x01 a 0x80
Go to Preset	0x00	0x07	0x00	0x01 a 0x80

Tabla 3. Conjunto de comandos utilizados.

- *Set Preset* su función es la de indicarle al controlador de la cámara de video que la posición en la que se encuentra debe ser almacenada con una etiqueta numérica entre 1 y 129.

- *Clear Preset* indica al microcontrolador de la cámara la etiqueta y coordenadas de borrado de su memoria interna.
- *Go to Preset* comando para mover la cámara de video a una posición preestablecida previamente.

III. Descripción General de Sistema

El sistema está formado por varios componentes que definen el correcto funcionamiento del control PTZ, ver Figura 1, los cuales se describen a continuación.

- *SELECCION* es utilizado para cambiar el modo de operación del control PTZ entre los modos manual y automático.
- *MAQUINA* que es una máquina de estados finitos encargada de activar cada uno de los componentes en el sistema permitiendo el correcto funcionamiento del control PTZ.
- *AUTOMATICO* define dos modos de funcionamiento. El primer modo permite un movimiento autónomo de la cámara de video a lo largo de áreas preestablecidas por el usuario en su memoria. El segundo tipo es haciendo una rotación constante de estas áreas preestablecidas, de tal forma que se puede considerar un modo tipo *escaneo*.
- *MANUAL* al cual los datos son proporcionados por una palanca de control tipo *Joystick* [5], a través de un bus *SPI* en modo de operación cero.
- *MULTIPLEXOR* que es el encargado de redireccionar los datos provenientes de los componentes *MANUAL* y *AUTOMATICO* hacia el componente *RS232*.

- RS232 tiene la función de implementar el protocolo Pelco-D y la adecuación de la información para ser enviada a través de un bus serial compatible con el estándar de comunicación asíncrona RS-232.

Además del control de movimiento (*Pan*, *Tilt*), el control PTZ incluye la función de funciones *Zoom_in*, *Zoom_out*, los cuales pueden ser utilizados tanto en modo manual, como en modo automático.

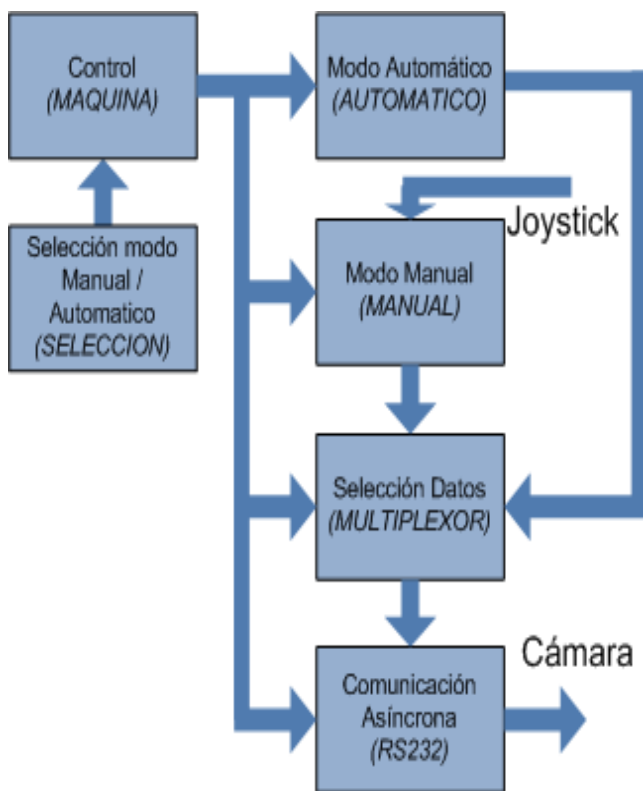


Fig. 1. Descripción general de control PTZ.

IV. Sistema Propuesto

Se propone un diseño estructural para la descripción del control PTZ en lenguaje VHDL, cuya implementación se realizó en un FPGA Spartan 3E disponible en una tarjeta de desarrollo del fabricante Digilent [6]. La Figura 2 muestra el componente principal del diseño realizado, a

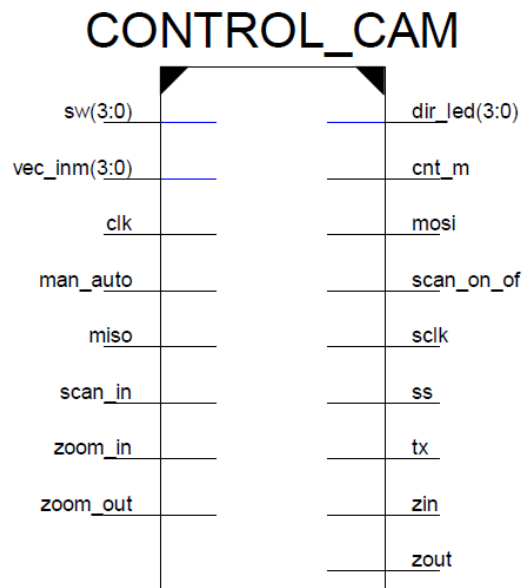


Fig. 2. Bloque principal para control PTZ.

continuación se presenta una breve descripción de las señales de I/O del sistema:

Las señales de entrada a este componente son:

- *sw(3:0)*: señal establecida por medio de los *switch* con los que cuenta la tarjeta de desarrollo utilizada [6], a través de esta señal se le indica al control PTZ en modo manual que posición debe preestablecer o limpiar.
- *vec_im(3:0)*: señal que establece la zona de la escena a la cual se requiere que la cámara se posicione de manera inmediata. Esta función se incorporó con el objetivo de permitir a la cámara el seguimiento automático de objetos en movimiento. Para ello es necesario considerar la integración de un módulo de procesamiento de imágenes que detecte objetos en movimiento indicando la zona en la que éste sucede con un vector de cuatro bits.

- *Clk*: señal de reloj principal (50 MHz), esta señal es la que sincroniza todos los componentes diseñados dentro del control PTZ.
- *Inicio*: señal que proviene del *Push button center* del *switch* rotatorio, es utilizado para cambiar de modo manual a automático y viceversa.
- *miso*: señal *SPI* entre el *Joystick* y el control PTZ, a través de esta señal se adquiere la información de la posición hacia donde el usuario quiere mover la cámara de video.
- *scan_in*: esta señal corresponde al *Push button east* y es utilizada para activar el modo de *escaneo* en el modo de operación automático del control PTZ.
- *zoom_in*: proviene del *Push button west*, activa la función de acercamiento óptico en la cámara de video.
- *zoom_out*; proviene del *Push button south*, activa la función de alejamiento óptico en la cámara de video.
- *scan_on_of*: señal de activación del *led 4*, indica cuando el modo de *escaneo* es activado.
- *Sclk*: señal de reloj *SPI*.
- *ss*: señal de control que va hacia el bus *SPI* entre el *Joystick* y el control PTZ, utilizada para activar el *Joystick*.
- *Tx*: señal de transmisión *RS-232*.
- *zin*: señal activación *led 6*, indica cuando la función de acercamiento óptico es activada.
- *zout*: señal activación *led 5*, indica cuando la función de alejamiento óptico es activada.

Se plantea el uso de una máquina de estados finitos tipo *Moore* para monitorear constantemente los modos de operación manual y automático, así como controlar la trasmisión de información hacia la cámara de video. La Figura 3 muestra la máquina implementada.

Las señales de salida son:

- *dir_led(3:0)*: señal de activación los *leds (3:0)*, en los cuales se indica de manera visual en qué dirección se está moviendo la cámara de video, además indican cuando el usuario preestablece o limpia alguna posición.
- *cnt_m*: señal de activación de *led 7*, indica cuando el control PTZ está operando en modo manual o automático, apagado indica modo manual y encendido modo automático.
- *mosi*: señal *SPI* entre el *Joystick* y el control PTZ, a través de esta señal se le envía información al *Joystick*.

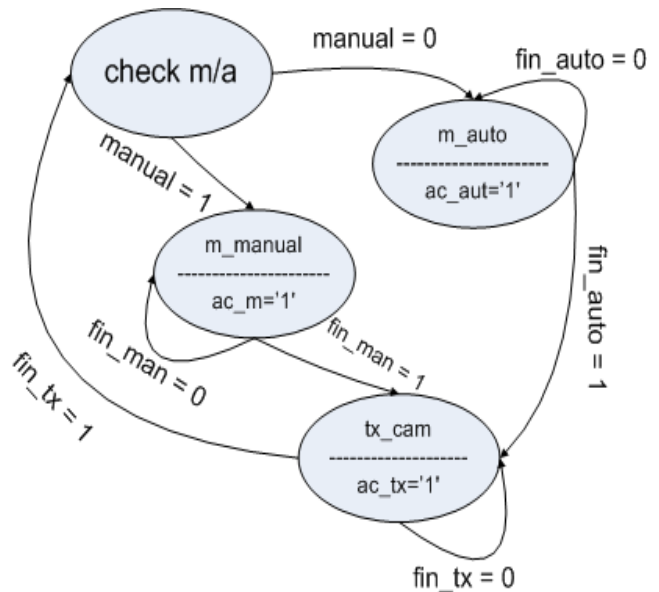


Fig. 3. Máquina de estados para control PTZ.

El funcionamiento del modo de escaneo dentro del modo automático se confirmó con el uso del comando *Go to preset*, básicamente lo que se tiene que verificar es que la llamada a las posiciones preestablecidas se realice cada 2 segundos y que el modo de escaneo se desactive

cuando se detecta movimiento en alguno de los 16 sectores que se están monitoreando constantemente, la Figura 7 muestra los resultados para estos dos puntos, comprobando de esta forma el correcto funcionamiento del modo automático.

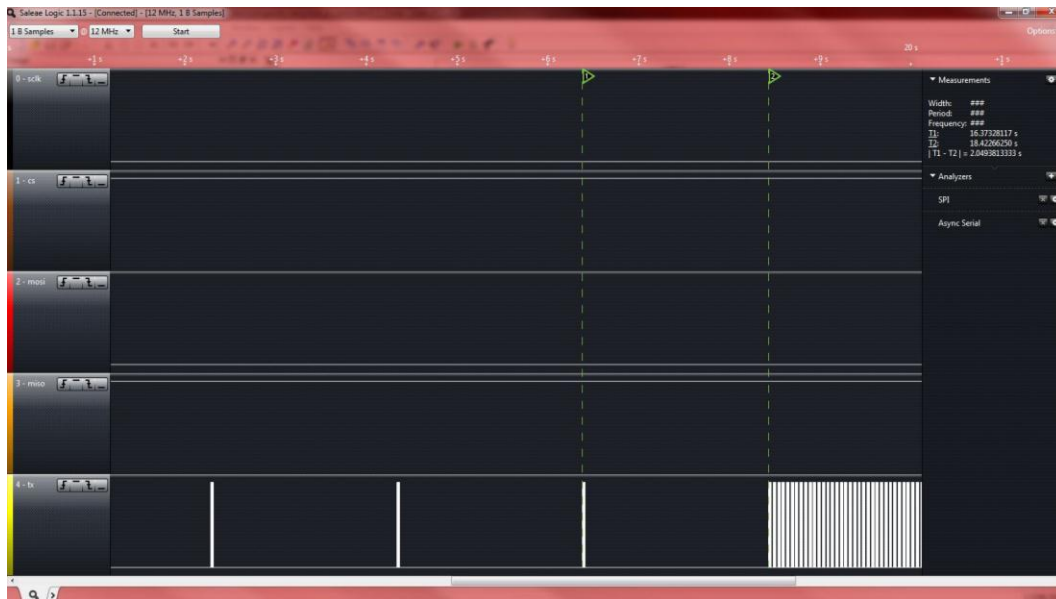


Fig. 7. Modo de escaneo dentro de modo automático.

Finalmente se comprobó el funcionamiento de las opciones de alejamiento óptico y acercamiento óptico. La Figura 8 muestra el resultado de esta prueba, según la tTabla 2 correspondiente al comando 2 para hacer acercamiento óptico, la

información enviada a través del protocolo Pelco-D es correcta, verificando de esta forma el correcto funcionamiento del control PTZ diseñado.

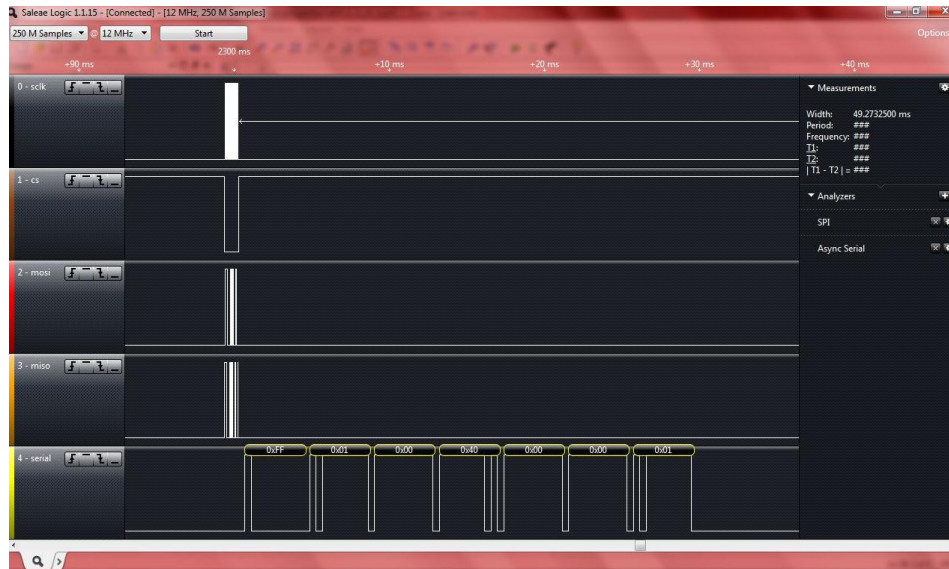


Fig. 8. Acercamiento óptico en modo manual.

VI. Conclusiones

Se logró desarrollar e implementar de manera exitosa un control PTZ, que teóricamente funciona correctamente con cualquier cámara de video del tipo domo o en general con cámaras de vigilancia, siempre y cuando éstas cuenten con soporte para el protocolo Pelco-D como interface de comunicación entre el control PTZ desarrollado y el dispositivo a controlar.

Los resultados obtenidos muestran el correcto funcionamiento de la descripción de hardware realizada en el presente trabajo e implementada en el *FPGA*. Esto da la posibilidad de utilizar el control PTZ en proyectos futuros que tengan la necesidad de controlar el movimiento de alguna cámara de video.

Describir el comportamiento de circuitos digitales en lenguaje *VHDL* puede tornarse en una tarea bastante complicada si no se conocen las diferentes posibilidades que este lenguaje nos ofrece, ejemplo de ello es la implementación de comunicación serial síncrona y asíncrona, que para ambos casos fue diseñada haciendo uso de máquinas de estado tipo *Moore* por su naturaleza secuencial.

El módulo hardware resultante de este proyecto plantea las bases suficientes para su uso a futuro en aplicaciones que requieran el control a distancia de una cámara de video bajo el protocolo Pelco-D. La incorporación de control de posición de cámara a partir de un vector, en conjunto con una unidad de procesamiento de video, para la detección de objetos en movimiento, brindan la posibilidad de realizar el seguimiento del objeto en forma autónoma.

VII. Referencias

- [1] AD.PR.2005 Procedimiento de mantenimiento y calibración de equipos de video especializados.
- [2] 1394 –IEEE Estándar for High Performance serial Bus Working Group.
http://standards.ieee.org/develop/wg/1394_WG.html.
- [3] SPECTRACOM, RS-485 BUS WIRING PRIMER, Rev 6/07/04.
<http://www.spectracomcorp.com/>.
- [4] Eric Hamilton, Pelco PTZ Protocols D Protocol, Version 5.2.2 February 20, 2012.

- [5] DIGILENT INC.
<http://digilentinc.com/Products/Detail.cfm?NavPath=2,401,601&Prod=PMOD-JSTK>.
- [6] DIGILENT INC.
<http://digilentinc.com/Products/Detail.cfm?NavPath=2,400,792&Prod=S3EBOARD>.

VIII. Autores

Ing. Francisco Omar Mendoza Ávila obtuvo el título de Ingeniero Electrónico en Enero de 2011. Actualmente estudiante de la Maestría en Ciencias en Ing. Electrónica del Instituto Tecnológico de Celaya.

Dr. José Javier Díaz Carmona obtuvo el grado de doctor en 2003 por el Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica. Actualmente es profesor investigador de tiempo completo en el departamento de Ing. Electrónica y posgrado del programa de Maestría en Ciencias en Ing. Electrónica del Instituto Tecnológico de Celaya. Sus áreas de interés abarca el procesamiento digital de señales, diseño de filtros digitales, así como desarrollo de soluciones basadas en sistemas digitales empleando FPGAs, micro controladores y procesadores DSP.

Dr. Agustín Ramírez Agundis obtuvo el grado de doctor en 2008 por la Universidad Politécnica de Valencia. Actualmente es profesor investigador de tiempo completo en el

departamento de Ing. Electrónica y posgrado del programa de Maestría en Ciencias en Ing. Electrónica del Instituto Tecnológico de Celaya. Pertenece al Sistema Nacional de Investigadores SNI 1. Sus áreas de interés son el desarrollo de soluciones basadas en sistemas digitales empleando FPGAs y microcontroladores, así como la integración de sistemas automáticos para aplicaciones industriales.

Dr. en C. Alfredo Padilla Medina obtuvo su título de Doctor en Ciencias en el área de Óptica en el Centro Nacional de Óptica, León Gto. Actualmente es profesor investigador de tiempo completo en el departamento de Ing. Electrónica y posgrado del programa de Maestría en Ciencias en Ing. Electrónica del Instituto Tecnológico de Celaya. Pertenece al Sistema Nacional de Investigadores SNI 1. Sus áreas de interés abarcan el procesamiento digital de imágenes.

Dr. Rodolfo Orosco Guerrero obtuvo el grado de doctor en 2003 del CINVESTAV unidad Zacatenco. Actualmente es profesor investigador de tiempo completo en el departamento de Ing. Electrónica y posgrado del programa de Maestría en Ciencias en Ing. Electrónica del Instituto Tecnológico de Celaya. Sus áreas de interés abarcan el modelado y análisis de vehículos articulados.

Sistema Embebido para Simular Redes de Petri Interpretadas

***Luis Humberto Rivera Cambero, **Luis Isidro Aguirre Salas, ***Alejandra Santoyo Sánchez,
****Salvador González Palomares**

*Instituto Tecnológico Superior de La Huerta, Rafael Palomera no. 161, C.P. 48850, La Huerta, Jalisco, México, (357)-384-1884, luis.rivera@itslahuerta.edu.mx.

**CUCSur, U. de G., Av. Independencia Nacional no. 151, C.P. 48900, Autlán de Navarro, Jalisco, México, (317)-382-5010, laguirre@cucsur.udg.mx.

***CUCEI, U. de G., Blvd. M. García Barragán no. 1421, C.P. 44430, Guadalajara, Jalisco, México, (33)-1378-5900, alejandra.santoyo@ucei.udg.mx.

****Consejo Estatal de Ciencia y Tecnología, López Cotilla 1505, C.P. 44140 Guadalajara, Jalisco, México, (33)-3585-6599; salvador.gonzalez@coecytjal.org.mx.

Resumen

En las últimas décadas ha aumentado el estudio de los sistemas de eventos discretos (SED), a través del modelado de sistemas para analizar sus características y desarrollar algoritmos de control y monitoreo. El modelado de los SED se ha realizado con las redes de Petri y los autómatas finitos. En muchas ocasiones no es posible contar con un sistema físico para implementar y comprobar los algoritmos desarrollados teóricamente debido a su complejidad y costo computacional. En este artículo se presenta una metodología para implementar un SED mediante un microcontrolador PIC18F4550 mediante un algoritmo para traducir una red de Petri Interpretada binaria (RPIB) no temporizada a lenguaje C. El código se compila y carga en el microcontrolador para analizar su comportamiento real.

Palabras Clave: Lenguaje C, PIC18F4550, Redes de Petri Interpretadas, Sistema de Eventos Discretos, Sistema embebido.

I. Introducción

La coordinación de tareas de los sistemas comúnmente está basada en la ocurrencia de eventos, por lo que es posible modelar mediante la teoría de sistemas de eventos discretos (SED) [12]. Los SED se clasifican como un sistema dinámico con un espacio de estados controlable que evoluciona con respecto a la ocurrencia de eventos. El estudio de estos sistemas ha crecido actualmente, por su importancia. Algunos ejemplos son los sistemas distribuidos, las redes de computadoras, los sistemas de manufactura, entre otros.

Existen varias herramientas para modelar las propiedades y la dinámica de los SED, entre ellas, las redes de Petri (RdP) que han demostrado ser eficientes, por su interfaz gráfica y su soporte matemático que permite analizar las propiedades de los modelos [9][13]. Cuando se

requiere analizar propiedades del sistema como la observabilidad, controlabilidad y estabilidad, los investigadores han introducido una extensión a las RdP llamada redes de Petri Interpretadas (RPI), a las cuales se les asignan las señales de control y señales de los sensores a los nodos de la red [8].

Inicialmente se desarrolla el modelo del sistema en RPI, posteriormente se simula y analiza el funcionamiento para comprobar las especificaciones y que cumpla las propiedades en RdP como vivacidad, acotabilidad y repetitividad [4]. Una vez obtenido el modelo del sistema en RdP pueden diseñarse observadores, controladores o detectores de fallas [2][10].

En la actualidad, algunos grupos de investigadores en RdP han desarrollado sus herramientas de cómputo para la edición, simulación y análisis de modelos de RdP [11].

Estas herramientas además pueden contar con generadores automáticos de controladores, observadores y otras aplicaciones comunes en el campo de los SED [LADDER]. Una vez generado, por ejemplo un controlador, este es simulado dentro de la misma herramienta para comprobar su comportamiento. En el caso de algunos grupos de investigación, estos controladores los prueban directamente en sus sistemas o prototipos físicos reales, mediante interfaces con la computadora, convirtiendo la red a diagramas escalera [3] o a circuitos digitales [9].

Debido a altos costos de prueba en prototipos reales, no todos los grupos de investigación cuentan con estos para probar los algoritmos que desarrollan, por lo que sus desarrollos se quedan en el nivel teórico. La principal aportación de este trabajo consiste en una metodología para representar una red de Petri interpretada binaria no temporizada en lenguaje C, con el fin de simular el comportamiento de un sistema físico mediante un microcontrolador. En particular, se usa el conjunto de instrucciones en C de CCS y se usa el microcontrolador PIC18F4550 para implementar el código físicamente. El artículo está organizado como sigue. En la sección II, se plantean las definiciones formales de las redes de Petri y las redes de Petri interpretadas, así como los conceptos usados en el artículo. En la sección III, se presenta el algoritmo de traducción de una red de Petri interpretada a lenguaje C. En la sección IV se presenta el desarrollo del sistema embebido y finalmente, en la sección V se presentan las conclusiones.

II. Definiciones básicas

En esta sección se presentan las definiciones formales de las RdP y de las RPI, así como los conceptos asociados a las mismas que serán utilizados en el trabajo. Para un estudio más detallado de las RdP se puede consultar [13][4][6].

A. Redes de Petri

Definición 1: Una red de Petri (RdP) es:

- Un grafo $G=(L,T,E,S)$ donde $L=\{l_1,l_2,\dots,l_n\}$ es un conjunto finito de n nodos llamados lugares representados gráficamente mediante círculos, $T=\{t_1,t_2,\dots,t_m\}$ es el conjunto finito de m nodos llamados transiciones representados mediante barras, $E:L\times T\rightarrow\mathbb{N}$ es la función de entrada que representa los arcos que van de los lugares hacia las transiciones, $S:L\times T\rightarrow\mathbb{N}$ es la función de salida que representa los arcos que van de las transiciones hacia los lugares.
- Una función de marcado, $M:L\rightarrow\mathbb{N}$, la cual asigna a cada lugar un número dado de elementos llamados marcas, representadas por puntos dentro de los lugares.
- Un marcado inicial M_0 el cual es una asignación arbitraria de marcas en el momento inicial.

El grafo de una RdP representa su estructura, mientras que el marcado es su estado en un momento dado. El grafo de una RdP puede ser representado mediante su matriz de incidencia $C=[c_{ij}]_{n\times m}$, donde $c_{ij}=S(l_i,t_j)-E(l_i,t_j)$. Sean N una RdP y sea x un nodo de la red, entonces $\bullet(x)=\{y \mid \text{existe un arco de } y \text{ a } x\}$ y $(x)\bullet=\{y \mid \text{existe un arco de } x \text{ a } y\}$ son los conjuntos de predecesores y sucesores del nodo x , respectivamente.

El cambio de un estado a otro se conoce como evolución de la red y tiene lugar al dispararse una transición habilitada, es decir al ocurrir un evento. Una transición t_j está habilitada si $\forall l_i \in L$, se cumple que $M(l_i) \geq E(l_i,t_j)$. El conjunto de transiciones habilitadas en un marcado M_k es $E(M_k)$. Si una transición habilitada t_j es disparada en un marcado M_k entonces se alcanza el nuevo marcado M_{k+1} el cual puede ser calculado mediante la ecuación $M_{k+1}=M_k+C\bar{v}_k$ donde \bar{v}_k es el vector de disparo de la transición t_j definido como $\bar{v}_k(i)=1$ si $i=j$ y $\bar{v}_k(i)=0$, en otro caso.

Cambiar de un marcado a otro al disparar una transición habilitada se denota como $M_k \xrightarrow{t_j} M_{k+1}$. Una secuencia de disparos es una secuencia $\sigma=t_1 t_2 \dots t_k$ tal que $M_0 \xrightarrow{t_1} M_1 \xrightarrow{t_2} \dots \xrightarrow{t_k} M_k$ o simplemente $M_0 \xrightarrow{\sigma} M_k$. El conjunto

$R(N, M_0) = \{M_k \mid M_0 \xrightarrow{\sigma} M_k\}$ es llamado conjunto de alcanzabilidad y contiene todos los marcados que se pueden visitar desde M_0 .

Una red es b-acotada si $\forall M_k \in R(N, M_0)$ se tiene que $\forall l \in LM_k(l) \leq b$, donde $b \in \mathbb{N}$. Si $b=1$ entonces se dice que la red es binaria porque sus lugares sólo pueden tener cero o una marca en cualquier marcado alcanzable.

B. Redes de Petri Interpretadas

En particular, en este trabajo se abordan las redes de Petri interpretadas, las cuales extienden a las RdP al añadir señales de entrada y salida a los nodos de la red, así permite dar una interpretación física al modelo [1][8][6].

Definición 2: Una red de Petri Interpretada (RPI) es:

- Una red de Petri $N = (G, M_0)$
- Un alfabeto de entrada $\Sigma = \{a_1, a_2, \dots, a_u\}$
- Un alfabeto de salida $\Phi = \{\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_u\}$
- Una función $\lambda: T \rightarrow \Sigma \cup \{\varepsilon\}$ que asigna un símbolo de entrada o el símbolo nulo a cada transición de la red
- Una función $\zeta: P \rightarrow \Phi \cup \{\varepsilon\}$ que asigna un símbolo de salida o el símbolo nulo a cada lugar de la red
- Una función $\varphi: R(N, M_0) \rightarrow [\mathbb{N}]^q$ que asigna un símbolo de salida a cada marcado alcanzable de la red, donde q es el número de lugares que tienen asignada la señal de un sensor (ver más adelante).

El alfabeto de entrada Σ puede verse como las señales de los actuadores asignadas a las transiciones mediante la función λ ; igualmente, el alfabeto Φ puede verse como las señales de los sensores asignados a los lugares mediante la función ζ . Por otro lado, la función puede ser vista como una proyección natural de los marcados alcanzables sobre los lugares que tienen asignado sensor. En este contexto surgen las siguientes definiciones.

Definición 3: Una transición t_i es llamada controlada si $\lambda(t_i) \neq \varepsilon$ en otro caso es llamada no

controlada. Un lugar $l_i \in L$ es llamado medido si tiene asignada la señal de un sensor; en caso contrario es llamado no medido. Los conjuntos de transiciones controladas y no controladas son T_c y T_u , respectivamente; y de igual forma, los conjuntos de lugares medidos y no medidos son L_m y L_n . Note que $T = T_c \cup T_u$, $L = L_m \cup L_n$ y que $T_c \cap T_u = \emptyset$, $L_m \cap L_n = \emptyset$. Es decir, todas las transiciones (lugares) son controladas (medidos) o no controladas (no medidos), pero no ambos. Una RPI evoluciona de la misma forma que una RdP, sólo que las transiciones no manipuladas pueden o no ocurrir si están habilitadas; mientras que las transiciones manipuladas deben ocurrir si están habilitadas y su señal de control correspondiente está presente.

Ejemplo 4: Considere la RPI de la figura 1, donde los conjuntos de lugares y transiciones son $L = \{l_1, l_2, l_3, l_4, l_5, l_6, l_7, l_8\}$ y $T = \{t_1, t_2, t_3, t_4, t_5\}$. La matriz de incidencia del grafo de la red está dada por

$$C = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Se tiene, por ejemplo que los lugares de entrada y de salida de la transición t_3 son $\bullet(t_3) = \{l_2\}$ y $(t_3)\bullet = \{l_5, l_6\}$. La función λ está dada por $\lambda(t_1) = a$, $\lambda(t_3) = b$, $\lambda(t_5) = c$,

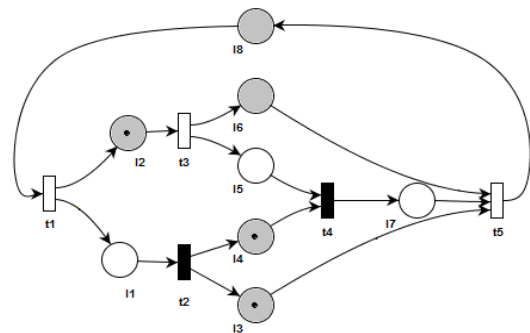


Fig. 1. Una red de Petri interpretada.

$\lambda(t_2) = \lambda(t_4) = \varepsilon$. Por lo que, $T_c = \{t_1, t_3, t_5\}$ y $T_u = \{t_2, t_4\}$. Note que las transiciones controladas y no controladas están representadas como barras blancas y negras, respectivamente. La función de salida φ está dada por la matriz

$$\varphi = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Por lo que, $L_m = \{l_1, l_5, l_7\}$ son los lugares medidos y $L_n = \{l_2, l_3, l_4, l_6, l_8\}$ son los lugares no medidos, representados en blanco y gris, respectivamente. El marcado inicial es $M_0 = [01110000]^T$ donde, por ejemplo, $M_0(l_2) = 1$. En este caso, las transiciones habilitadas en M_0 son $E(M_0) = \{t_3\}$, porque $M_0(l_2) = 1 \geq E(l_2, t_3) = 1$. En cambio, la transición t_4 no está habilitada porque $M_0(l_4) = 1 \geq E(l_4, t_4) = 1$ pero $M_0(l_5) = 0 \geq E(l_5, t_4) = 1$. La transición t_3 debe dispararse cuando se presente la señal $\lambda(t_3) = b$. Si esto ocurre, se removerá una marca del lugar de entrada $\bullet(t_3) = \{l_2\}$ y se pondrá una marca en cada lugar de salida $(t_3)\bullet = \{l_5, l_6\}$. Así el marcado alcanzado al disparar t_3 es $M_1 = [00111100]^T$. Si se analiza toda la evolución de esta red es posible determinar que se trata de una red binaria.

III. Traducción de RPI a lenguaje C

Se presenta una metodología para simular el comportamiento de un SED mediante un sistema embebido con un microcontrolador. Se enfatiza particularmente en el comportamiento de entrada y salida del sistema. En la sección anterior se introdujeron los conceptos básicos sobre las redes de Petri interpretadas (RPI), las cuales son usadas para modelar la estructura y el comportamiento de un SED. En esta sección se presenta una metodología para convertir una RPI binaria a lenguaje C. La figura 2 [7] muestra un esquema gráfico de la metodología propuesta. Esta metodología consiste en los siguientes pasos [5]:

- 1) Modelar en RPI de la estructura y comportamiento del sistema físico, asignando las señales de los sensores y de control.

- 2) Traducir la RPI obtenida en un programa de lenguaje C.
- 3) Compilar y cargar el programa al sistema embebido.
- 4) Analizar el comportamiento del algoritmo desarrollado en el sistema embebido.

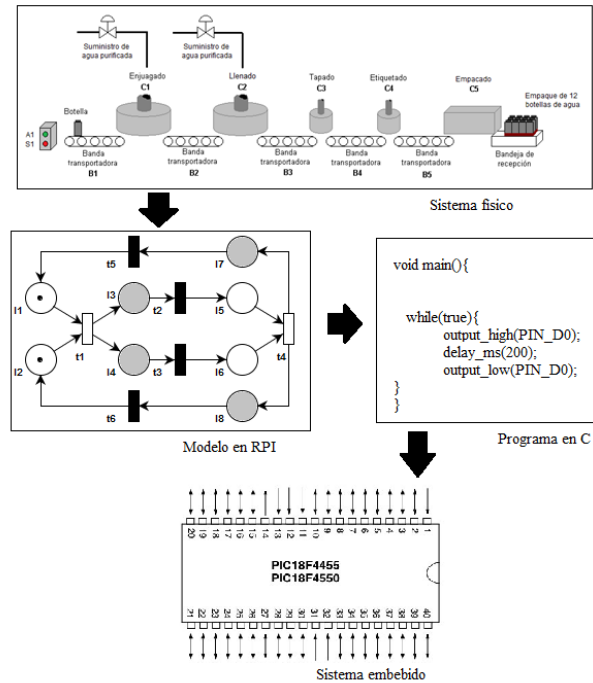


Fig. 2. Una red de Petri interpretada.

En este trabajo se usa el conjunto de instrucciones del compilador CCS para el microcontrolador PIC18F4550 de Microchip. Este microcontrolador cuenta con 5 puertos configurables de E/S: uno de 4 bits (puerto E), dos de 7 bits (puerto A y C) y dos de 8 bits (puertos B y D). El puerto D se usa como salida, indicando la activación o no de las señales de los sensores, es decir el marcado de los lugares medidos. El puerto B se utiliza como entrada, para las señales de control asignadas a las transiciones controladas, en esta metodología, el marcado inicial se incluye en el programa.

Para el sistema embebido, con el microcontrolador PIC18F4550 es posible tener una RPI con un máximo de 17 lugares medidos y 17 transiciones controladas.

A continuación se presenta el algoritmo de traducción de una RPI a lenguaje C. El algoritmo

consiste de 2 bloques principales: revisión de la habilitación de transiciones y disparo de las transiciones habilitadas.

Ejemplo:

Para la RPI de la figura 3 se desarrolla el algoritmo en lenguaje C [5].

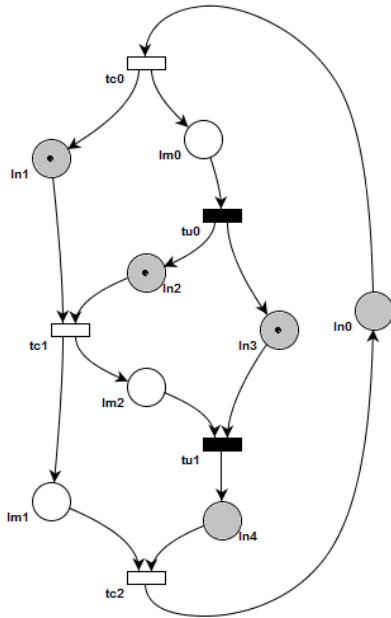


Fig. 3. Red de Petri interpretada.

/* Programa en C de la RPI

Transiciones controlables

RB0 tc0

RB1 tc1

RB2 tc2

Transiciones no controlables

tu0

tu1

Lugares medidos

RD0 lm0

RD1 lm1

RD2 lm2

Lugares no medidos

ln0 ln[0]

ln1 ln[1]

ln2 ln[2]

ln3 ln[3]

ln4 ln[4]*/

#include <18f4550.h>

#fuses XT, NOWDT

#use delay(clock=4M)

```
void main(){
    output_d(0);
    int1 lm[2];
    int1 ln[4];

    //Marcado inicial
    ln[0]=0;
    ln[1]=1;
    output_low(PIN_D3);
    lm[0]=0;
    ln[2]=1;
    ln[3]=1;
    output_low(PIN_D6);
    lm[1]=0;
    output_low(PIN_D7);
    lm[2]=0;
    ln[4]=0;

    while(true){

        //Transición tc0
        if(input(PIN_B0)==1&&ln[0]==1){
            //Se eliminan las marcas del lugar ln0
            ln[0]=0;
            //Se ponen marcas a los lugares ln1 y ln0
            ln[1]=1;
            output_high(PIN_D0);
            lm[0]=1;
        }

        //Transición tu0
        if(lm[0]==1){
            //Se eliminan las marcas del lugar lm0
            output_low(PIN_D0);
            lm[0]=0;
            //Se ponen marcas a los lugares ln2 y ln3
            ln[2]=1;
            ln[3]=1;
        }

        //Transición tc1
        if(input(PIN_B1)==1&&ln[1]==1
            &&ln[2]==1){
            //Se eliminan las marcas del lugar ln1 y ln2
            ln[1]=0;
            ln[2]=0;
            //Se ponen marcas a los lugares lm1 y lm2
            output_high(PIN_D1);
            lm[1]=1;
            output_high(PIN_D2);
            lm[2]=1;
        }

        //Transición tu1
        if(ln[3]==1&&lm[2]==1){
```



```

//Se eliminan las marcas del lugar ln3 y lm2
ln[3]=0;
output_low(PIN_D2);
lm[2]=0;
//Se pone marca al lugar ln4
ln[4]=1;
}

//Transición tc2
if(input(PIN_B2)==1&&lm[1]==1
&&ln[4]==1){
//Se eliminan las marcas del lugar lm1 y ln4
output_low(PIN_D1);
lm[1]=0;
ln[4]=0;
//Se pone marca al lugar ln0
ln[0]=1;
}
}
    
```

El programa anterior se realiza en el entorno de MPLAB que es el software de la compañía Microchip, se compila y se graba por comunicación ICSP (In Circuit Serial Programming).

IV. Desarrollo del sistema embebido

Para el análisis del algoritmo anterior se utilizó el programa ISIS de PROTEUS que permite simular el funcionamiento del microcontrolador PIC18F4550 en un entorno gráfico, en la figura 4 se muestra el esquemático del circuito diseñado en donde se observa que en el puerto de entrada B se utilizaron objetos logictoggle que responden a la señal de las transiciones controlables, en el puerto de salida D se utilizó una barra de leds para observar los lugares medidos de la RPI.

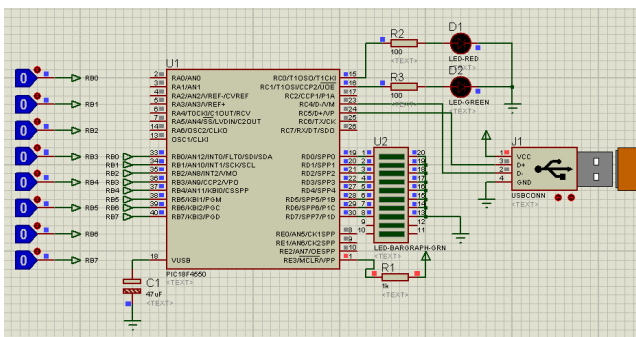


Fig. 4. Esquemático del sistema embebido.

Una vez simulado el comportamiento del algoritmo en el sistema embebido, se procedió a diseñar la placa de circuito impreso (PCB), en la figura 5 se observa la imagen obtenida del programa ARES de PROTEUS con los componentes, se analiza su distancia y se imprime solamente las pistas para su impresión en la placa de cobre y revelado.

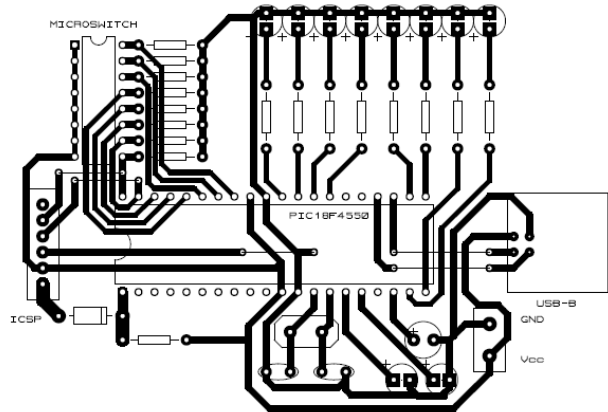


Fig. 5. Placa de circuito impreso con componentes.

El programa permite observar la PCB en 3D como se muestra en la figura 6. Se comprueba la distribución del espacio entre componentes y el espesor de las pistas.

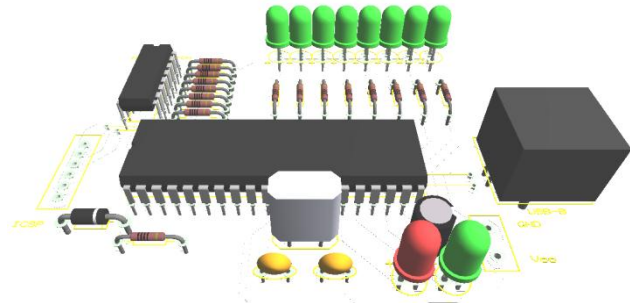


Fig. 6. Tarjeta electrónica simulada en 3D.

En la figura 7 se tiene el sistema embebido en su estado físico, se verificó su funcionamiento y se analizó el comportamiento del algoritmo. El sistema embebido es capaz de enviar y recibir información por el puerto USB de una computadora y comunicarse con un programa que simule redes de Petri, así permite analizar físicamente el comportamiento de la base teórica.

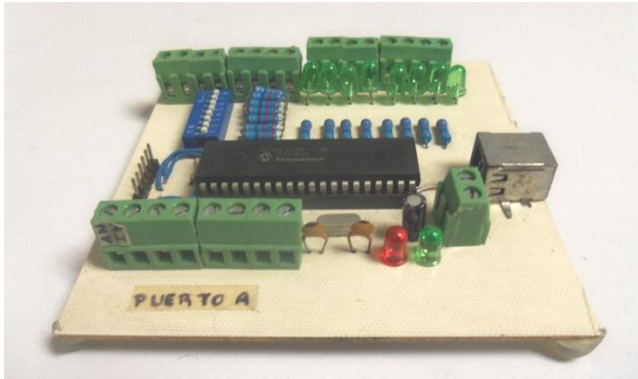


Fig. 7. Sistema embebido.

V. Resultados

Las transiciones controladas se habilitan con un microswitch y en el programa se usa la instrucción `input(PIN_BX)`; donde X corresponde al número de pin entre 0 y 7, los lugares medidos se observan con leds y se usa la instrucción `output_high(PIN_DX)`; para colocar una marca y `output_low(PIN_DX)`; para eliminar la marca. Las transiciones controladas y no controladas se habilitan cuando la condición en la instrucción de control IF se cumple, para los lugares no medidos (lnX), se usan variables internas del tipo booleano por la propiedad de la red de Petri interpretada binaria. Se ejecutó el algoritmo con el sistema embebido real y se comprobó su funcionamiento observándose la marca únicamente en el lugar medido (lmX) $lm2$ ya que la transición a la que conecta es una transición controlada.

VI. Conclusiones

El sistema embebido así como un controlador lógico programable (PLC) permite analizar el comportamiento y evolución del marcado alcanzable de una red de Petri Interpretada activando las transiciones controlables y observando los lugares medidos. En el sistema embebido propuesto en este trabajo, se utilizó únicamente un puerto de salida y uno de entrada, ambos de 8 bits, sin embargo, este puede expandirse. Se agregó el puerto USB para futuras aplicaciones que permitan la comunicación con una computadora y se observe físicamente el modelo teórico.

VII. Referencias

- [1] A. Ichikawa and K. Hiraishi. Analysis and Control of Discrete Event Systems Represented by Petri Nets. 1989. Lecture notes in control and information sciences, vol. 103, pp. 115-134.
- [2] C. Seatzu and A. Giua. Observability Properties of Petri Nets. 2000. The 39th IEEE Conference on Decision and Control, Sydney, Australia.
- [3] I. Jiménez, López, E. y Ramírez, A. Synthesis of ladder diagrams from petri nets controller models. 2001. Proc. Of the IEEE International Symposium on Intelligent Control, México, D.F., México p. 225-230.
- [4] J. Desel y J. Esparza. Free Choice Petri Nets. 1995. Cambridge University Press.
- [5] L. Aguirre, J. Pelayo, E. Ortega, A. Santoyo. Traducción de redes de Petri Interpretadas a lenguaje ensamblador para emulación de sistemas de eventos discretos. 2008. CIC-IPN, Computación y Sistemas, Número especial, México, pp. 050-057.
- [6] L. Aguirre, O. Begovich, A. Ramírez. Asymptotic Observer Design for Event Systems Base on Estimation Error Model. 2002. CIC-IPN, Computación y Sistemas, Número especial, México 2002, pp. 050-057.
- [7] L. Rivera, L. Aguirre, A. Santoyo. Diseño de un Controlador Automático en Redes de Petri para un Proceso de Producción. 2012. Congreso Nacional de Control Automático 2012, Cd. del Carmen, Campeche, México, pp. 101-106.
- [8] M. Meda, A. Ramírez and A. Malo. Identification in discrete event systems. 1998. Proc. of the IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, pp. 740-745.
- [9] M. Silva. Petri Nets on Automatics and Data Processing. 1985. Madrid, España. Ed. AC.

- [10] M. Zhou and K. Venkatesh. Modelling, Simulation and Control of Flexible Manufacturing Systems. A Petri Net Approach. 1998. New York: World Scientific Ed.
- [11] P. Bonet, C. Lladó, R. Puigjaner and J. Knottenbelt. PIPE v2.5: a Petri Net Tool for Performance Modeling. 2007. Proc. 23rd Latin American Conference on Informatics (CLEI 2007), San Jose, Costa Rica.
- [12] S. Valdés, E. Velázquez y E. Martínez. Modelado y Control de una Celda Automatizada de Manufactura Flexible basado en Redes de Petri. 2010. Congreso AMCA 2010. Puerto Vallarta, Jalisco, México.
- [13] T. Murata. Petri Nets: Properties, Analysis and Applications. 1989. Proc. IEEE, Vol. 77, no 4 pp. 541-580.

Dra. Alejandra Santoyo Sánchez, obtuvo el grado de Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica por el CINVESTAV unidad Guadalajara. Actualmente es profesor investigador del Centro Universitario de Ciencias Exactas e Ingenierías.

M.C. Salvador González Palomares, obtuvo el grado de Maestro en Ciencias por el Instituto Tecnológico de Tlajomulco. Actualmente es Coordinador de Regiones en el COECYTJAL.

VIII. Autores

M. I. Luis Humberto Rivera Cambero es ingeniero en Electrónica con especialidad en instrumentación y control por el Instituto Tecnológico de Ciudad Guzmán, estudió la Maestría en Ingeniería de Desarrollos Tecnológicos con orientación en Computación Industrial en el Centro Universitario de la Costa Sur. Actualmente es docente del ITS de la Huerta.

Dr. Luis Isidro Aguirre Salas, obtuvo el grado de Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica por el CINVESTAV unidad Guadalajara. Actualmente es profesor investigador del Centro Universitario de la Costa Sur.

Estudio y Diseño de Controlador para Memoria SDRAM en FPGA

Lourdes Edith Cordero Becerra, Jorge A. García Muñoz, Rodolfo Orosco Guerrero

Instituto Tecnológico de Celaya, Departamento de Ingeniería Electrónica Av. Tecnológico y A. García Cubas S/N, Col. Alfredo Bonfil, Celaya, Guanajuato, C.P. 38010, (461) 611 75 75 ext. 384, edith_cb@yahoo.com.mx, jorge.garcia@itcelaya.edu.mx, rodolfo.orosco@itcelaya.edu.mx.

Resumen

En la última década, los dispositivos para aplicaciones en tiempo real, como el FPGA (Field Programmable Gate Array), por su funcionalidad y flexibilidad, se han convertido en una alternativa factible en el desarrollo de sistemas para aplicaciones de procesamiento de imagen donde se requiere almacenar una gran cantidad de información. Debido a que la memoria interna del FPGA con el que se va a realizar el proyecto no es suficiente para efectuar esta tarea, es necesario trabajar con una memoria externa, en este caso una SDRAM. En este documento se expone el estudio de un controlador para memoria SDRAM proporcionado por el fabricante Altera, los problemas que se presentaron en la implementación y porqué fue necesario el diseño de uno propio.

Palabras Clave: Altera, Controlador, FPGA, SDRAM.

I. Introducción

Debido a la versatilidad, flexibilidad y paralelismo de los FPGA, el rango de aplicaciones es muy amplio. Las aplicaciones principales son aquellas orientadas al procesamiento digital de señales (DSP) [1].

Para realizar estas tareas, en el FPGA se necesita del desarrollo de algoritmos para el tratamiento de las señales, el procesamiento en tiempo real y sobre todo se manejan volúmenes elevados de datos, por lo que se requiere tener una vasta capacidad de almacenamiento [2,3].

Los dispositivos FPGA cuentan con una cierta cantidad de memoria integrada que suele ser insuficiente para realizar tareas como el procesamiento de imágenes, por lo que se requiere de memorias externas.

La mayoría de las tarjetas de desarrollo FPGA, tienen incorporado chips de memorias externas como lo son SDRAM, RAM y conector a memorias SD.

La necesidad de implementar un sistema de visión, la captura de imágenes para su

procesamiento y sobre todo que la aplicación pueda ser utilizada en futuros estudios es la motivación para llevar a cabo la descripción en hardware reconfigurable de un controlador para la memoria externa SDRAM.

El controlador se realizó en una tarjeta DE2-115 de Altera [4], la cual trabaja con un dispositivo FPGA Cyclone® IV EP4CE115 e integra una gran cantidad de periféricos, lo que permite la elaboración de diversos proyectos académicos y la razón para crear el sistema en dicha tarjeta.

Altera proporciona código de ejemplos demostrativos donde podemos encontrar un controlador para la memoria SDRAM, este controlador se pretendía usar para cubrir una parte de las necesidades en el desarrollo de nuestro proyecto final, pero debido a ciertos factores descritos más adelante, fue necesario realizar un controlador.

II. Funcionamiento de la memoria SDRAM

La memoria SDRAM (Synchronous Dynamic Random Access Memory, por sus siglas en

inglés) es una memoria de acceso aleatorio con interfaz síncrona, esto quiere decir que para responder a las entradas de control requiere de una señal de reloj por lo que se encuentra sincronizada al bus del sistema, permitiendo velocidades de lectura y escritura más altas a las de una SD o una DRAM asíncrona.

La señal de reloj es utilizada para sincronizar las tareas de la máquina de estados finita del controlador, la cual administra y da la temporización de las operaciones que se solicitan

haber aplicado un comando de lectura, entre otros. Omitir la secuencia de inicialización y la configuración del modo de registro resultará en un funcionamiento indefinido y erróneo de la memoria.

En la figura 1 se muestran los datos requeridos para los diferentes modos de configuración de la memoria IS42S16320B de ISSI [5] que se encuentra integrada la tarjeta de desarrollo DE2-115.

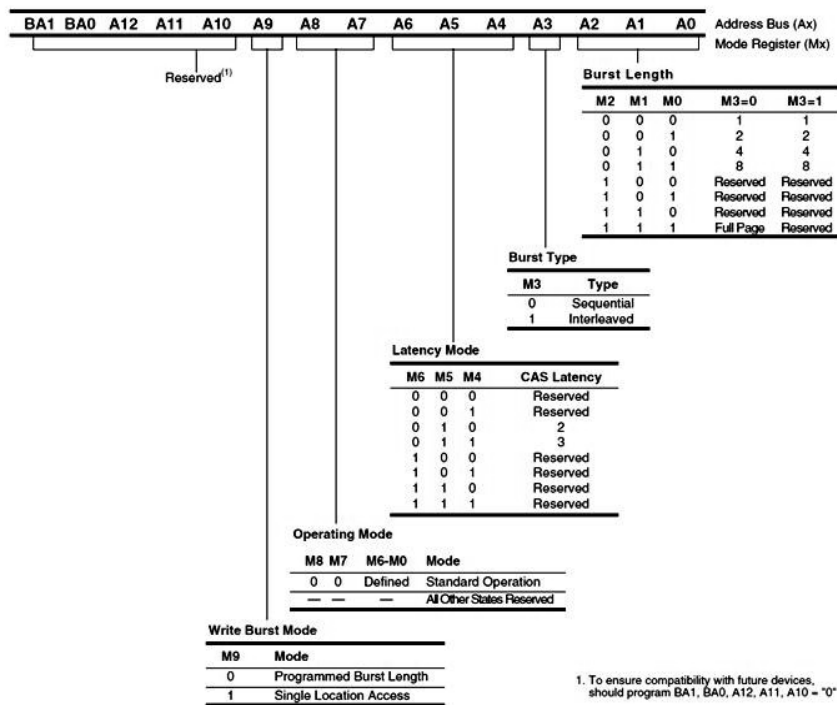


Fig. 1. Configuración modo registro de la memoria IS42S16320B.

a la memoria, haciendo posible aceptar una nueva operación sin haber terminado de procesar la anterior, característica conocida como pipeline.

Antes de acceder a la memoria es necesario ejecutar una rutina de inicialización. Ésta, incluye la configuración del modo de registro de la memoria encargada de definir el modo específico de operación de la SDRAM, tipo y longitud de ráfaga de acceso (burst), número de ciclos por latencia para las operaciones de lectura, es decir, el número de ciclos que se demorará un dato válido para estar disponible en el bus después de

una vez que se ha realizado la inicialización, la máquina de estados finitos es la encargada de enviar los comandos requeridos de acuerdo a la acción a ejecutar, mediante las líneas CS (Chip Selector, por sus siglas en inglés) señal de habilitación de memoria, RAS (Row Address Strobe) que permite la validación de la dirección de fila en la que se va a escribir o de la que se va a leer, CAS (Column Address Strobe) que ejerce la misma función de la señal anterior para la dirección de columna y WE (Write Enable) selector para escritura en memoria. Evitando que el bus de datos nunca sea requerido para escritura

y lectura simultáneamente, lo que podría dañar nuestro circuito. Ver tabla 1.

III. Estudio del controlador de Altera

El controlador para la memoria SDRAM proporcionado por la empresa Altera, viene descrito en lenguaje Verilog [6,7] y está constituido por 6 bloques, los cuales se describen a continuación y los podemos ver en la figura 2:

WE de acuerdo a la tabla 1 y hace la inicialización de la memoria.

- Bloque de Control de Interface: Aquí se lleva a cabo el control del envío de los comandos hacia la memoria, el direccionamiento de filas, columnas y los bancos, así como el control de tiempo para el comando REFRESH.

Comando	CS	RAS	CAS	WE	DQM	ADDR
COMMAND INHIBIT (NOP)	H	X	X	X	X	X
NOP OPERATION (NOP)	L	H	H	H	X	X
ACTIVE (selección de banco y fila activa)	L	L	H	H	X	Banco/Fila
READ (Selección de banco y columna activa, inicia la ráfaga de lectura)	L	H	L	H	H	Banco/ Columna
WRITE (selección de banco y columna activa, inicia la ráfaga de escritura)	L	H	L	L	H	Banco/ Columna
BURST TERMINATE	L	H	H	L	X	X
PRECHARGE (Desactiva la fila actual en uno o todos los bancos)	L	L	H	L	X	Código
AUTOREFRESH	L	L	L	H	X	X
LOAD MODE REGISTER	L	L	L	L	X	Código de operación

Tabla 1. Comandos de acción de la memoria SDRAM.

- Bloque principal (top): Es el bloque de más alta jerarquía, en él se instancian los 5 restantes bloques, se hace un control de la cantidad de datos a guardar e indica la acción a ejecutar mediante un par de bits, 10 indica que se realizará una lectura y 01 una escritura de datos.
- Bloque de comandos: A partir del par de bits que manda el bloque principal indicando la acción a ejecutar, establece el valor para las señales CS, RAS, CAS y
- Bloque sr_data_path: Tiene la tarea de mandar llamar parámetros ya establecidos en un archivo de texto, como lo es la cantidad de bits para indicar la dirección de las columnas, las filas y el banco en el que se van a guardar los datos.
- Bloque de memorias FIFO: Altera configura la memoria SDRAM para trabajar de manera full, esto es, escribe 1024 datos antes de mandar leer, al igual que es necesario leer 1024 datos antes de

mandar escribir. Por lo que este bloque está constituido por dos memorias FIFO de 512 datos para lectura y 2 del mismo tamaño para la escritura. Estas memorias son IP Core [7] (bloques de propiedad intelectual) generados por Altera.

- Bloque PLL (phase-locked loop): La memoria SDRAM trabaja a una velocidad de 100MHz y el reloj máximo de nuestra tarjeta es de 50MHz, por lo que es necesario un bloque que proporcione la señal de frecuencia con la que trabaja la memoria y la mantenga en fase con el reloj de la tarjeta. Este último bloque, al igual que el anterior, es un diseño IP Core.

dar direccionamiento a la memoria para guardar o leer datos, debido a que en este caso el direccionamiento se da a través de un contador que aumenta en uno, es preciso hacer el cambio. La segunda modificación consta de poder guardar o leer un dato a la vez y no en la forma full (1024 datos).

Debido a que los cambios implican la modificación de parámetros de los bloques IP Core los cuales requieren una licencia completa, y al contar solo con licencia web en el instituto, no fue posible realizarlos por lo que se optó en el diseño de un controlador.

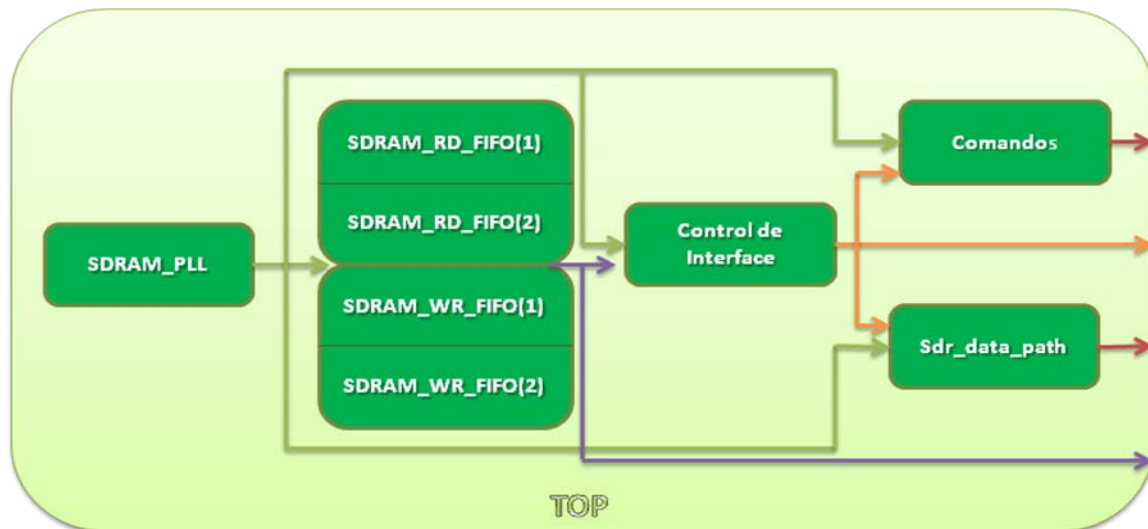


Fig. 2. Bloques que constituyen el controlador de memoria SDRAM proporcionado por ALTERA

Una vez comprendido el funcionamiento de cada uno de los bloques que constituyen el controlador de memoria proporcionado por ALTERA, y que en conjunto su funcionamiento tiene la finalidad de mostrar imágenes en un VGA (Video Graphics Array, por sus siglas en inglés), se presentó la necesidad de hacer un par de cambios que permitan tener un controlador con las necesidades requeridas en el proyecto en el que se va a implementar.

Cuando se requiere trabajar con algoritmos de procesamiento de señales es indispensable poder

IV. Diseño de controlador SDRAM propio.

Debido a que dos bloques del controlador de Altera no se pueden modificar por problemas de licencia y que no es posible ser usado para los fines que se requiere, se planteó el diseño de un controlador propio.

Éste nuevo controlador debía cubrir la característica de poder ser direccionada la memoria SDRAM y guardar/leer datos de uno por uno, además de que era necesario realizar un algoritmo PLL (del inglés phase-locked loop) que

proporcionara la frecuencia de 100 MHz y la sincronización de los 50 MHz de la tarjeta de desarrollo.

Ya definidos los requerimientos, se hizo la propuesta de trabajar el controlador a través de 5 bloques en el nuevo controlador, estos bloques se pueden ver en la figura 3 y son:

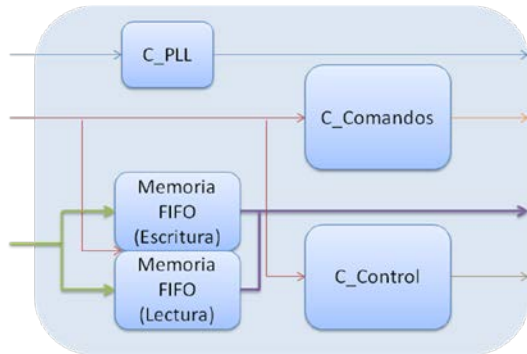


Fig. 3. Bloques del nuevo controlador

nuestro bloque C_PLL es un divisor de frecuencia que genera un reloj de 20MHz aplicado al generador de reloj que proporciona la frecuencia de 100 MHz.

- Memoria FIFO: Se hizo el algoritmo para una memoria FIFO y así poder prescindir de los bloques IP Core que se usan el controlador de ALTERA.
- C_Comandos: Este bloque es una máquina de estados finitos, en ella se hace la inicialización de la memoria, se establece la configuración de latencia de 2 ciclos, modo de lectura/escritura de un dato a la vez, entre otras configuraciones.

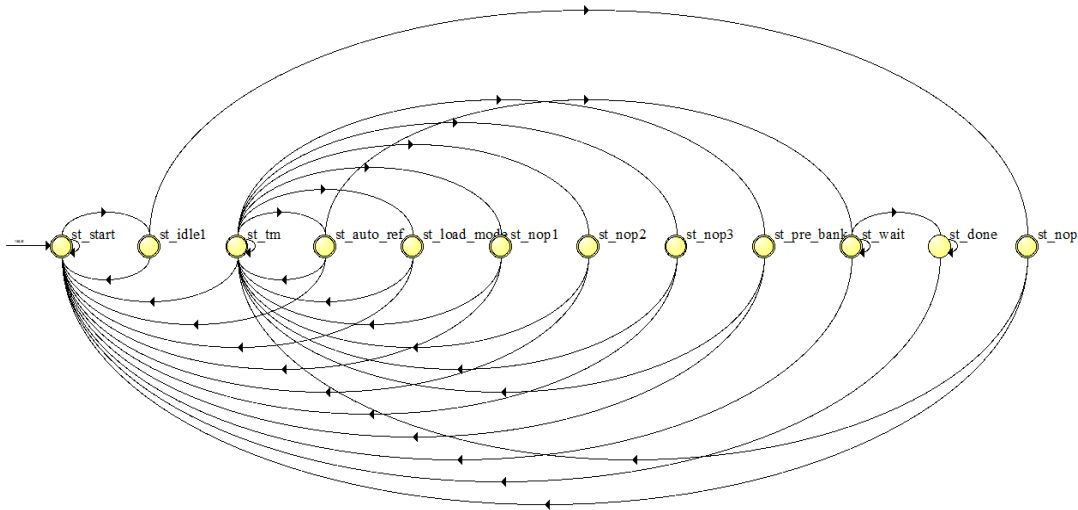


Fig. 4. Máquina de estados finitos encargada de configuraciones e inicialización de la SDRAM.

instanciar los 4 restantes y es el de más alta jerarquía.

- El C_PLL: Debido a que el diseño de un algoritmo para un PLL puede llegar a complicarse por los problemas de licencia, se tomo la determinación de trabajar con un circuito externo a la tarjeta, este circuito si se le aplica un valor de frecuencia específico genera otro a una frecuencia mayor [8]. Por lo tanto,

estados y es el control de la memoria (figura). La lectura/escritura se realiza con precarga y esta máquina de estados es la encargada de realizar este proceso conforme a la carta de tiempo presentada en la hoja de datos de la memoria.

V. Resultados

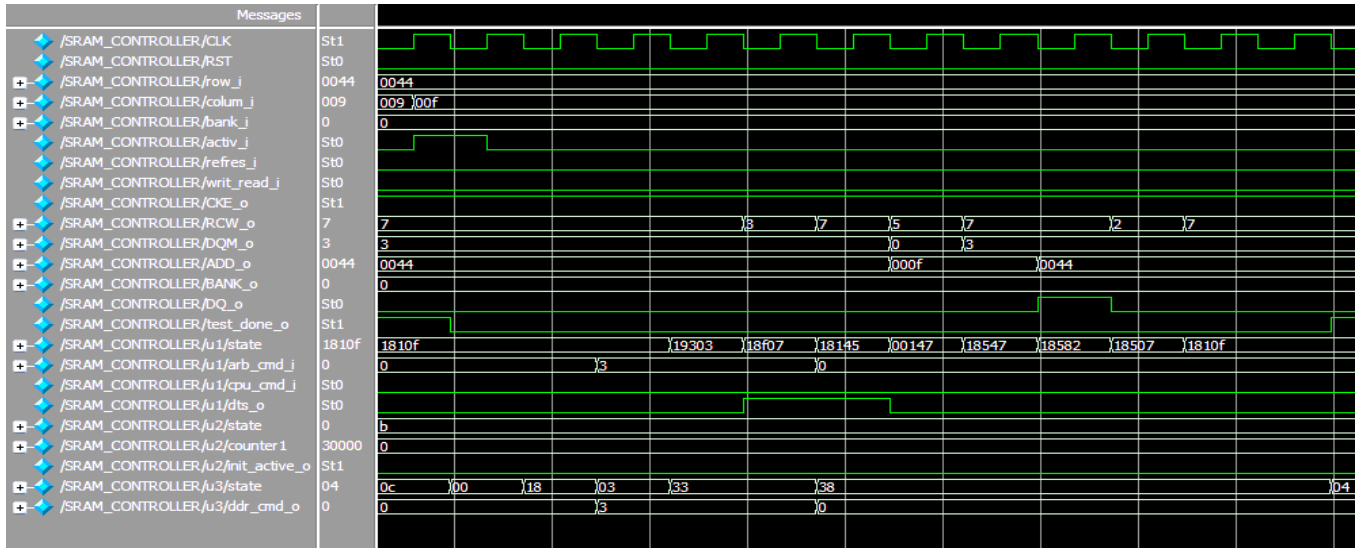


Figura 7 Carta de tiempo de lectura con refresh

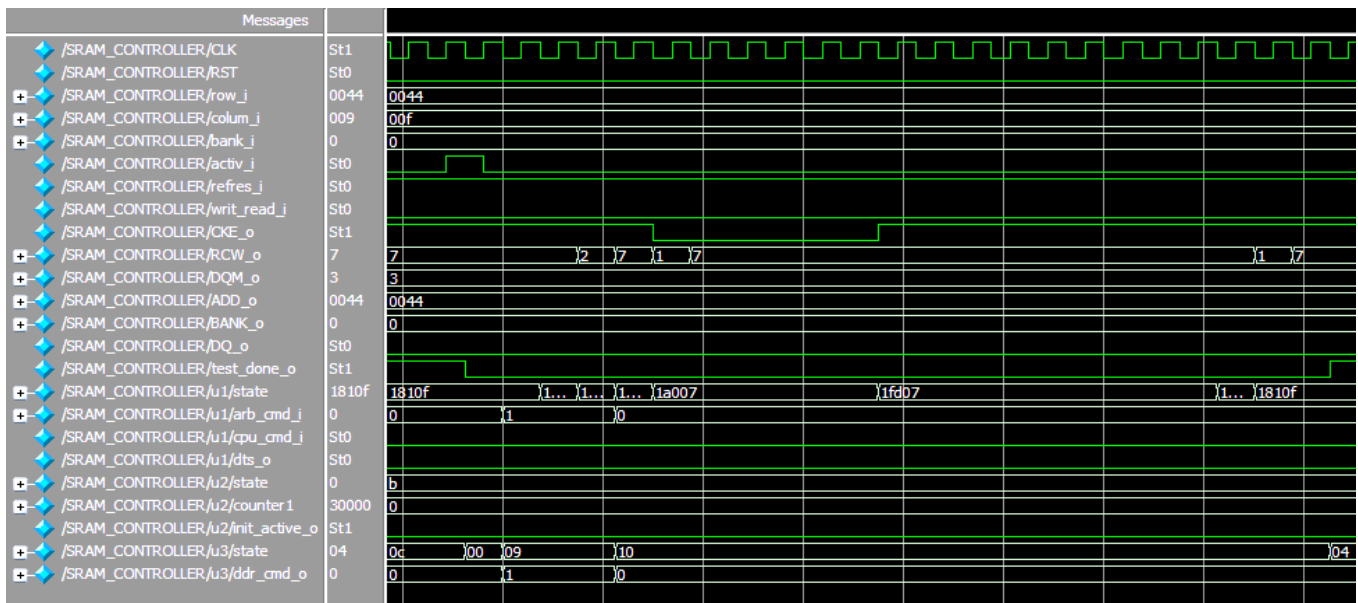


Figura 8 Carta de tiempo del Refresh

VI. Conclusiones

Se logró diseñar de manera exitosa un controlador para memoria SDRAM, que teóricamente funciona con la memoria IS42S16320B la cual se encuentra integrada en la tarjeta de desarrollo DE2-115 fabricada por Altera

Los resultados obtenidos muestran el correcto funcionamiento en la descripción hardware, simulada con la herramienta ModelSim de Altera. Esto da la posibilidad de utilizar el controlador en proyectos futuros en los que sea requerido.

La descripción del comportamiento del circuito en lenguaje VERILOG proporcionado por

ALTERA sirvió para darnos la oportunidad de aprender un nuevo lenguaje ya que normalmente se realizaba en VHDL y en segunda aprender de la implementación de interfaces síncronas y asíncronas y la forma de trabajo para las memorias SDRAM.

Se menciona que el funcionamiento es correcto de forma teórica debido a que las simulaciones así lo presentan, físicamente el sistema no fue implementado debido a que el circuito generador de reloj aún no llegaba al Instituto.

El modulo resultante de este proyecto plantea las bases para su uso a futuro en la implementación de un sistema de visión para robots hexápodo, donde se requiere de procesamiento de imágenes y por lo tanto el almacenamiento de los pixeles de las imágenes.

VII. Referencias

- [1] L. Alvarez Ruiz de Ojeda. Diseño Digital con FPGAs 2ra edición. Vision Libros, 2876p
- [2] M. Shah. Fundamentals of Computer Vision. Computer Science Department University of Central Florida. Orlando 1997. 129p.
- [3] R. Gonzalez, R. Woods. Digital Image Processing. 2da Edición. Prentice Hall, Inc. New Jersey 2002. 779 p.
- [4] Hoja de datos memoria IS42s16320B <http://www.mouser.com/ds/2/198/42S16320B-86400B-2939.pdf>. Octubre 2012.
- [5] P. Chu. FPGA Prototyping by Verilog Examples. A John Wiley & Sons, inc, Publication. New Jersey 2008. 487 p.
- [6] S. Brown, Z. Vranesic. Fundamentals of Digital Logic with Verilog Desing. 1ra Edición. Mc Graw Hill 2003.
- [7] Altera Corporation. External Memory Interface Handbook. November 2012.
- [8] Hoja de datos Quadoutput Clock Generator IDT5V927. http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/idt/5V927_datasheet.pdf
- [9] Blaine C. Readler. Verilog by Example. Full Arc Press. 124p.

VIII. Autores

Ing. Lourdes Edith Cordero Becerra obtuvo el título de Ingeniero Electrónico en Noviembre de 2010. Actualmente es estudiante de la Maestría en Ciencias en Ing. Electrónica del Instituto Tecnológico de Celaya.

Dr. Rodolfo Oroscó Guerrero obtuvo el grado de doctor en 2003 del CINVESTAV unidad Zacatenco. Actualmente es profesor investigador de tiempo completo en el departamento de Ing. Electrónica y posgrado del programa de Maestría en Ciencias en Ing. Electrónica del Instituto Tecnológico de Celaya. Sus áreas de interés abarcan el modelado y análisis de vehículos articulados.

Dr. Jorge Alberto García Muñoz obtuvo el grado de doctor del Tecnológico de la Laguna. Actualmente es profesor investigador de tiempo completo en el departamento de Ing. Electrónica y posgrado del programa de Maestría en Ciencias en Ing. Electrónica del Instituto Tecnológico de Celaya. Sus áreas de interés abarcan la instrumentación y la robótica.

Diseño y Elaboración de una Tarjeta de Navegación Basada en GPS con Almacenamiento de Datos

Brian Manuel González Contreras, Francisco Epimenio Morales López, Fredy Montalvo Galicia, Carlos Sánchez López

Facultad de Ciencias Básicas, Ingeniería y Tecnología (FCBIT), Universidad Autónoma de Tlaxcala (UAT), calzada de Apizaquito s/n, Apizaco, Tlaxcala, 01241 4172544, brian.m.g@ieee.org.

Resumen

El uso de dispositivos de radionavegación basados en el Sistema de Posicionamiento Global (GPS) tienen aplicaciones diversas, más allá del uso común en determinar una trayectoria corta o rápida, encontrar un punto de interés o rutas alternativas hacia un destino. En la actualidad, el GPS se encuentra disponible para usos civiles de forma gratuita, por ello su uso se ha popularizado y se ha vuelto indispensable en tareas como navegación, localización y rastreo. Sin embargo, algunas tareas como las indicadas requieren de un sistema que sea capaz de registrar la ruta seguida por el portador, para así llevar un seguimiento de su trayectoria y a su vez permita almacenar y visualizar esta información en un ordenador para análisis posteriores. En este artículo se hace la propuesta de diseño de un dispositivo receptor de radionavegación GPS de bajo consumo de energía que consta de tres módulos: el módulo receptor GPS, el módulo de gestión/control de la información y el módulo de almacenamiento de datos basado en una EEPROM. Cada módulo visto como etapa del proceso de diseño, se integra en una tarjeta de circuito impreso con la finalidad de permitir un correcto funcionamiento entre sí. El prototipo propuesto, de tamaño pequeño, tiene la capacidad de conectarse vía puerto RS-232 y USB v2.0 hacia una computadora para recuperar así la información almacenada en la memoria.

Palabras Clave: Sistema de Posicionamiento Global (GPS), EEPROM, Comunicación serial, Radionavegación, Diseño de tarjeta.

I. Introducción

En ingeniería, la navegación se refiere a la ciencia de llevar una nave, objeto o persona de un lugar a otro. Cuando se utiliza algún dispositivo electrónico para ayudar en esta tarea a través del envío-recepción de señales, se habla de radionavegación [7,8]. Estas señales permiten calcular así la posición del objeto. De entre los diferentes tipos de radionavegación existentes, se encuentra el sistema de posicionamiento global (GPS), el cual basa su funcionamiento en la recepción de la señal de al menos 4 satélites de 24 que orbitan la Tierra, los cuales están colocados en 6 planos orbitales (4 por plano), de esta manera se proporciona información de la posición de un objeto en tres dimensiones, además de velocidad y tiempo. Los receptores

GPS no transmiten información a los satélites, sin embargo, la información enviada por los satélites es vía ondas de radio utilizando el concepto one-way time of arrival (TOA), considerando una de tres bandas de señal: L1, L2, L3, donde para usos civiles (libre) se emplea L1 (1,575.42 MHz) usando transmisión por acceso múltiple por división de código o CDMA (Code Division Multiple Access) [7,4]. Esta señal está reservada a la comunidad civil libre de costos a través del servicio de posicionamiento normalizado o SPS (Standard Positioning Service).

Tomando en cuenta lo anterior, desde hace tres décadas, el GPS se encuentra disponible para usos civiles de forma gratuita. Se utiliza en numerosas aplicaciones en distintos campos, como auxiliar en la navegación ya sea a pie, en

auto, avión o barco. Es por esta razón que dicha infraestructura no se ha limitado solo al uso militar, sino también se ha implementado para diferentes propósitos como son: rastreo de vehículos, objetos y/o personas, auxiliar en cartografía y agricultura, medición de distancias, en construcciones, navegación, etcétera [11,12]. Permite trazar rutas y verificar posiciones para seguir una trayectoria correcta. Estos sistemas solo monitorean constantemente la posición sin almacenar la información anterior, es decir, que solo proporcionan coordenadas referentes a la posición al instante sin guardar una copia de los puntos que se han recorrido [10, 11]. Asimismo existen, aplicaciones en donde se requiere almacenar posiciones continuas para obtener modelos continuos y discretos sobre eventos tanto de personas como de animales para estudios de comportamiento, e incluso para modelos de simulación de unidades móviles para estudios de dinámica de vehículos y de mejora de sistemas de transporte y de seguridad [13, 14].

Aunque algunos de estos sistemas permiten almacenar información correspondiente a las coordenadas geográficas (latitud, longitud y altitud) para un determinado tiempo de funcionamiento, la información es almacenada en memorias SD/MMC [7,8] o en memorias flash USB [4,7,11], en resumen se encuentran ciertas desventajas en esos dispositivos, entre las cuales se tiene que los equipos son robustos, caros y altamente consumidores de energía, lo cual no permite una continuidad en los registros cuando se trata de estudios y pruebas de campo de largo periodo [7,8,9,10].

Es en esta área que se observó la oportunidad de utilizar y explotar esta infraestructura para desarrollar e implementar un sistema que sea capaz de registrar la ruta seguida por el portador, para llevar un seguimiento de su trayectoria y a su vez permita almacenar y visualizar esta información en un ordenador. El sistema presentado en este trabajo tiene por objetivo llevar el registro de la ruta seguida por el portador, es decir, permite determinar dónde inicia su recorrido y cómo se desarrolla éste en todo su viaje. Para ello se utiliza una memoria

EEPROM de acceso serial de bajo consumo de energía y así evitamos el uso de memorias flash extraíbles que incrementen el tamaño del dispositivo, además de incrementar el uso de hardware adicional para su manipulación. Asimismo, procurar que las dimensiones del dispositivo sean lo más reducidas permitiendo que el sistema sea portable y de bajo peso facilitando el transporte a su portador, esto es debido a que existen sistemas que realizan esta tarea pero utilizan módulos de altas prestaciones pero de grandes dimensiones, además de dejar más del 50% del módulo sin utilizar y, aunque realiza la misma función incrementa el costo del sistema. El aporte del trabajo es presentar el diseño de un dispositivo GPS de bajo consumo con posibilidad de registro continuo de trayectoria, opciones que no se encuentran en el mercado actual.

La estructura del artículo se presenta de la siguiente manera. La sección II presenta la descripción del sistema GPS, indicando las etapas componentes del mismo. Enseguida la sección III presenta el diseño del prototipo considerando tres etapas principales, las cuales se describen ahí. La sección IV la integración de esas etapas en el prototipo y las consideraciones necesarias para poder incluirlas en una PCB. En la sección V se presentan conclusiones y trabajo futuro con relación al uso, aplicaciones, verificación y validación de la tarjeta desarrollada.

II. Descripción del sistema

Para desarrollar el prototipo debe tomarse en cuenta que se trata de un sistema en donde un microcontrolador y un receptor GPS se integran: el PIC18F4550 de Microchip Technologies y el módulo RXM- GPS-SG de LINX Technologies. Las ventajas/características del módulo GPS son las siguientes: dimensión pequeña de 15x13x2.2 mm, voltaje de operación desde 3.3 V con 46 mW de potencia de consumo e interfaz serial con posibilidad de usar antenas pasivas y activas.

El receptor GPS de la serie SG es un módulo autocontenido de alto desempeño con filtros LNA (low noise amplifier) y SAW (surface

acoustic wave) integrados de manera que a través de procesamiento de datos se eliminan componentes de frecuencia indeseables [2]. Usando tecnología SirFstar III, al mismo tiempo está provisto de buena sensibilidad bajo condiciones ambientales adversas. La ventaja de este dispositivo es que su bajo consumo de energía ayuda a maximizar los tiempos de ejecución en aplicaciones portátiles (usando baterías). Además en baja señal es posible adquirir y seguir hasta 20 satélites en pocos segundos. El único módulo extra a agregar podría ser una antena pasiva y no requiere programación para la función de receptor GPS.

Por otro lado, el microcontrolador actúa como el elemento que controla los datos recibidos por el receptor GPS. Aunque en este trabajo se seleccionó el modelo PIC18F4550, bien puede optarse por modelos similares de la gama como PIC18F2455/2550/4455. Estos modelos cumplen con ser de bajo consumo de energía ya que son alto desempeño con tecnología nanoWatt con USART mejorado, además de tener las opciones de conectividad por RS-232 y USB v2.0.

Una vez que el receptor GPS ha recibido los datos de posición del servicio de radionavegación proporcionado por los satélites, estos se procesan por el microcontrolador para ser enviados posteriormente a una computadora vía el puerto RS-232. En la siguiente sección se muestran las etapas de diseño usadas para el desarrollo del prototipo propuesto.

III. Diseño del prototipo.

Se consideraron tres etapas de diseño, dos de las

cuales ayudarían para definir las pruebas que llevara: comunicación directa entre receptor GPS y puerto RS-232, comunicación directa entre receptor GPS y puerto RS-232 utilizando el microcontrolador e integración del receptor GPS con el microcontrolador para comunicación y envío de datos vía puerto USB.

Módulo directo entre receptor GPS y puerto RS-232.

En esta implementación se busca establecer la recepción de la señal GPS para enviarla a la PC por medio del puerto RS-232, ello a través del esquema mostrado en la figura 2. El objetivo es establecer una comunicación correcta vía el puerto RS-232 e interpretar los datos para procesamiento de los mismos en la PC. Los datos son almacenados y procesados directamente por la PC utilizando una interfaz gráfica que permita procesar los datos obtenidos de navegación con la finalidad de interpretarlos. La interfaz se muestra en la figura 1 y se desarrolló en C#.

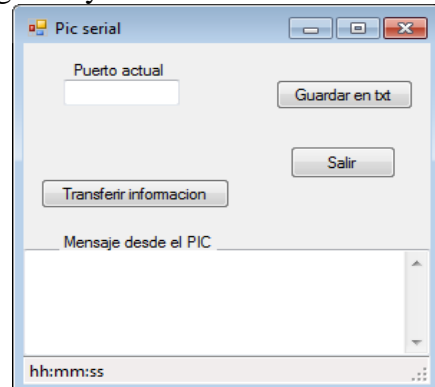


Fig. 1. Interfaz para verificar comunicación. Módulo de prueba del receptor GPS a través del PIC.

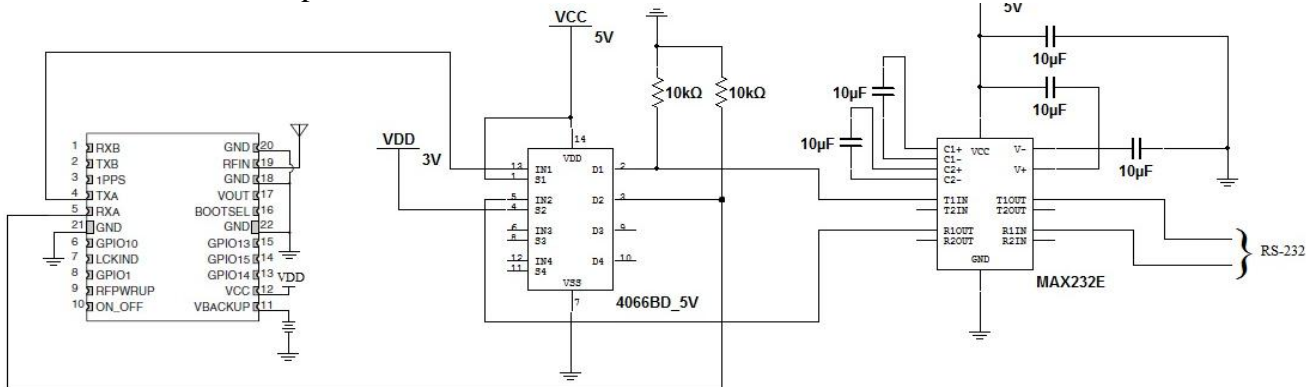


Fig. 2. Esquema de comunicación entre receptor GPS y PC.

En esta etapa se buscó establecer la comunicación a través del uso del microcontrolador PIC como el gestor de la información proporcionada por el receptor GPS. El objetivo es definir la programación del PIC y los puertos a usar para que funcione de manera autónoma. La figura 3 muestra el esquema usado.

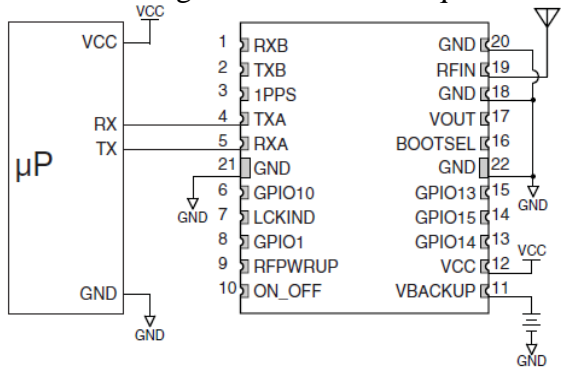


Fig. 3. Circuito de conexión entre microcontrolador y receptor GPS.

Sin embargo el esquema de simulación para probar la comunicación se realizó como se muestra en la figura 4, en donde se muestra que la comunicación se realiza usando el TXA y RXA a través del circuito integrado (CI) MAX232 para así adaptar la señal proveniente del PIC. La información se almacena temporalmente en el PIC y se despliega tal en la pantalla LCD.

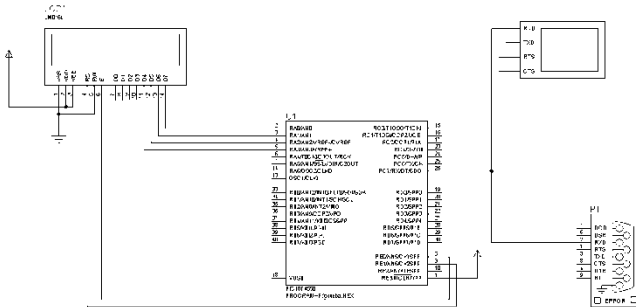


Fig. 4. Esquema usando el microcontrolador.

Módulo de prueba del receptor GPS a través del PIC.

En esta etapa se integran los elementos presentados previamente, lo cual puede quedar ilustrado como se muestra en la figura 5, que muestra la integración de cada etapa: recepción de señal GPS, procesamiento de los datos y posterior almacenamiento de datos, todas estas

etapas siendo gestionadas por el microcontrolador PIC.

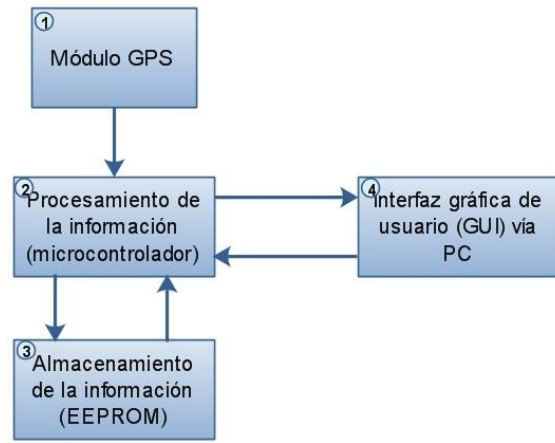


Fig. 5. Integración de módulos.

La parte de almacenamiento se incorpora en el esquema general a través del módulo CI 24LC256 que posee 256 kB de capacidad e interfaz I²C [1]. El esquema de simulación usado es el mostrado en la figura 6.

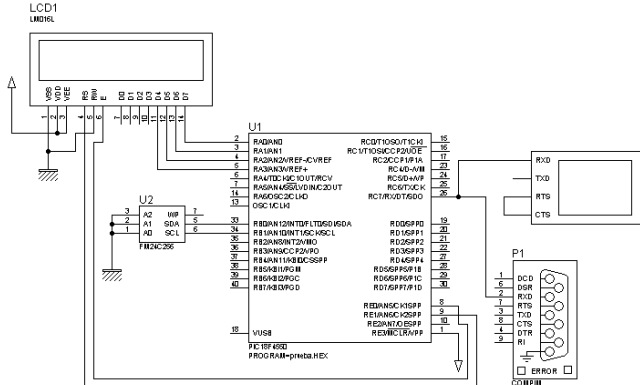


Fig. 6. Esquema general eléctrico del módulo de prueba con integración de etapas.

La salida TXA y RXA del GPS se comunica con el RX y TX del PIC a través del MAX232, la información almacenada en memoria se envía a través del UTXD1 del UART1 para ser enviada al LCD o PC. La parte clave de interpretación de datos enviados por el receptor GPS radica en el uso de la norma NMEA0183-HS [4]. Se recuerda que el SiRFstar III del receptor GPS permite el uso de dos protocolos, se utiliza la NMEA (National Marine Electronics Association) por ser fácilmente codificable debido al uso de código ASCII tanto en mensajes de entrada como de

salida en un conjunto de comandos reducidos. El módulo GPS utiliza por defecto los comandos que se transmiten por el pin TXA a 9600bps, datos de 8 bits, sin paridad y un bit de parada. A partir de ello se considera un diagrama de flujo para la gestión de los datos usando el PIC, como el que se muestra en la figura 7.

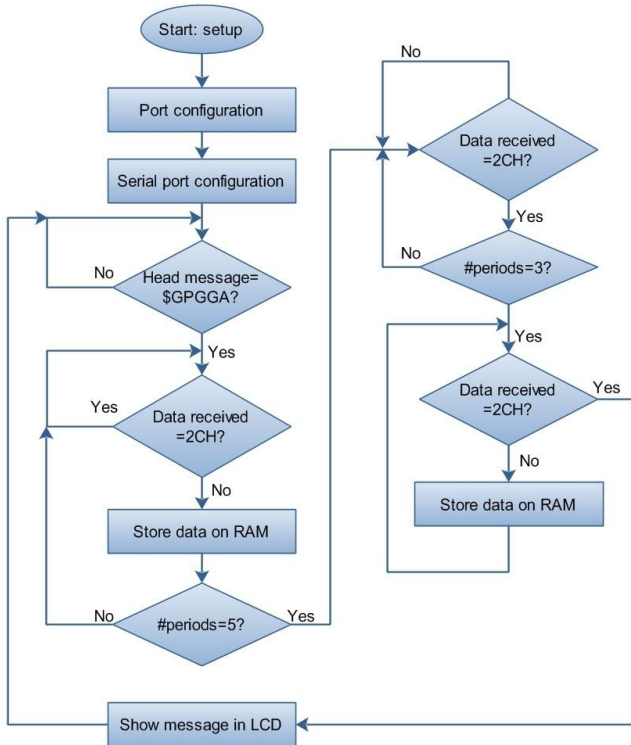


Fig. 7. Diagrama de flujo para lectura de datos.

IV. Integración y prototipo
Descripción general.

Para construir el circuito se diseñó la placa de circuito impreso (PCB). Debido a que el circuito opera a altas frecuencias es necesario minimizar el tamaño de los conductores que interconectan los elementos con el fin de disminuir efectos parásitos [2], además de utilizar encapsulados de los componentes adecuados a la frecuencia de funcionamiento. Para lograr esto se diseña la tarjeta con tecnología de montaje superficial (SMT) sobre una placa de circuito impreso estándar. A pesar de las características con las que cuenta el modulo, tiene un inconveniente para su manipulación; es un dispositivo SMT, por este motivo no se puede utilizar de manera sencilla

debido a que no cuenta con terminales con las que se pueda realizar conexiones en un protoboard y permitir un fácil montaje en una PCB. Es por esta razón que se vio la necesidad de realizar una PCB para su montaje, manipulación y hacer uso del mismo. Para el diseño de la PCB, se eligió una conexión con antena pasiva, de esta manera no se requieren elementos adicionales que considerar en el diseño. El reto enfrentado en este desarrollo fue hacer un diseño que cumpliera con las especificaciones de conexión de la antena proporcionadas por el fabricante. Esta información establece que se debe asegurar una impedancia de 50 Ω entre antena y módulo, de esta manera se asegura una correcta transferencia de la señal recibida por la antena. Los parámetros de diseño se muestran en la figura 8.

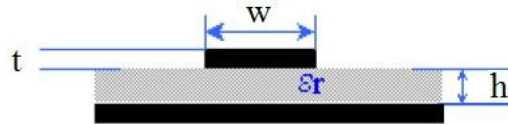


Fig. 8. Parámetros a considerar en el diseño de la PCB.

Las fórmulas de la norma IPC-D-317 [3], son útiles para el cálculo de la impedancia de línea. Estas fórmulas ofrecen una precisión de 5% en el cálculo de impedancias sobre placas. Los parámetros utilizados para determinar el valor de importancia (w), son los correspondientes a una PCB común y que fácilmente se encuentra en el mercado, estos valores se muestran en la Tabla 1.

Parámetro	Valor
ϵ_r (permitividad del dieléctrico)	4.5
h (Grosor de la placa)	1.5 mm
t (grosor de la capa de cobre)	35 μ m
Z_o (Impedancia)	50 Ω

Tabla 1. Valores de parámetros en PCB.

PIC) vistos como etapas de diseño, en donde el PIC funciona como el gestor de la información. A pesar de haber sido desarrollada como prototipo, la idea es proponerlo como un desarrollo para diversos usos en donde se requiera registro de datos de rutas, es por ello que se incorporaron en el diseño como requerimientos, elementos que permitan en este caso tamaño reducido, dispositivos de bajo consumo y protocolo sencillo de interpretación de datos.

Trabajos futuros consideran realizar pruebas reales de aplicación en donde se reconozca una ruta, se almacene y se verifique para poder validar los datos almacenados. Igualmente se busca realizar pruebas de tiempo de duración de batería con la finalidad de verificar la pertinencia del prototipo en condiciones variables de ruta y su desempeño en uso.

VI. Agradecimientos

Los resultados de este trabajo apoyan el progreso del proyecto *Desarrollo de un Sistema Motriz Automatizado para Personas Cuadripléjicas*, patrocinado por la UATx en el marco del Programa Estratégico CACyPI-UATx-2013, abril-noviembre 2013.

VII. Referencias

- [1] EEPROM 256 datasheet.
http://www.ramtron.com/files/datasheets/FM24C256_ds.pdf. Accessed: 2013-05-16.
- [2] GPS Receiver Module data guide.
<https://www.linxtechnologies.com/resource/s/data-guides/rxm-gps-sg.pdf>. Accessed: 2013-05-16.
- [3] PC-D-317A design guidelines.
<http://www.ipc.org>. Accessed: 2013-05-16.
- [4] NMEA-0183 data information and guidelines.
http://www.nmea.org/content/nmea_standards/nmea_083_v_400.asp. Accessed: 2013-05-16.
- [5] Z. Butler, P. Corke, R. Peterson, and D. Rus. Networked cows: virtual fences for controlling cows. In IEEE Proceedings of ICRA, International Conference on Robotics and Automation, volume 4, pages 4429–4436, New Orleans, USA, 2004.
- [6] G. H. Elkaim. System identification-based control of an unmanned autonomous wind-propelled catamaran. *Control Engineering Practice*, 17(1):158–169, 2009.
- [7] E. D. Kaplan and C. J. Hegarty. *Understanding GPS: Principles and Applications*. Artech House, London, second edition, 2006.
- [8] T. Lombaerts, Q. Chu, J. Mulder, and D. Joosten. Modular flight control reconfiguration design and simulation. *Control Engineering Practice*, 19(6):540–554, June 2011.
- [9] E. Nadimi, R. Jorgensen, V. Blanes-Vidal, and S. Christensend. Monitoring and classifying animal behavior using zigbee-based mobile ad-hoc wireless sensor networks and artificial neural networks. *Computers and Electronics in Agriculture*, 82(1):44–54, March 2012.
- [10] E. Nadimi and H. Sogaard. Observer Kalman filter identification and multiple-model adaptive estimation technique for classifying animal behaviour using wireless sensor networks. *Computers and Electronics in Agriculture*, 68(1):9–17, August 2009.
- [11] F. W. Oudshoorn, T. Kristensen, and E. S. Nadimi. Dairy cow defecation and urination frequency and spatial distribution in relation to time-limited grazing. *Livestock Science*, 113(1):62–73, January 2008.
- [12] M. Schwager, D. Anderson, Z. Butler, and D. Rus. Robust classification of animal tracking data. *Computers and Electronics in Agriculture*, 56(1):46–59, 2007.
- [13] S. Spaccapietra, C. Parent, M. L. Damiani, J. A. de Macedo, F. Porto, and C.

Vangenot. A conceptual view on trajectories. *Data and Knowledge Engineering*, 65:126–146, 2008.

respectivamente, en el INAOE, Tonantzintla, Puebla.

- [14] A. Tiano, R. Sutton, A. Lozowicki, and W. Naeem. Observer Kalman filter identification of an autonomous underwater vehicle. *Control Engineering Practice*, 15(6):727–739, June 2007.
- [15] Microchip, PIC18F2455/2550/4455/4550 data sheet, www.microchip.com, Accessed: 2013-04-16.

VIII. Autores

Brian Manuel González Contreras es ingeniero Eléctrico titulado en el 2000. Obtuvo el grado de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica con especialidad en control automático por parte del CENIDET, en Morelos, en 2002 y el título de Doctor en Control Automático, Procesamiento de Señales e Informática en 2009 en la Universidad Henri Poincaré, en Nancy, Francia.

M. en C. Francisco Epiménio Morales López es ingeniero en electrónica por el Instituto Tecnológico de Tuxtla Gutiérrez y maestro en ciencias por parte del INAOE, Tonantzintla, Puebla, con especialidad en Electrónica.

Ing. Fredy Montalvo Galicia es egresado de la licenciatura en ingeniería en sistemas electrónicos en el año 2012, en la Facultad de Ciencias Básicas, Ingeniería y Tecnología de la Universidad Autónoma de Tlaxcala (UAT). Actualmente realiza estudios de maestría en el INAOE, en Tonantzintla, Puebla.

Dr. Carlos Sánchez López es ingeniero Eléctrico egresado de la Universidad Autónoma de Puebla, ciudad de Puebla, en 2002. Obtuvo el grado de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica y el Doctorado en Ciencias de la Electrónica en 2004 y 2008,

CAN Embebido en Hardware Reconfigurable para Aplicaciones de Microredes Inteligentes de CD: Análisis Estado del Arte

José Guadalupe Deanda Rincón, Elías José J. Rodríguez Segura, Javier Díaz Carmona, Agustín Ramírez Agundis

Instituto Tecnológico de Celaya, Departamento de ingeniería electrónica, Av. Tecnológico y A. García Cubas, S/N A.P. 57 C.P. 38010 Celaya, Gto, (461) 611 75 75 ext. 384, lupillo_p@hotmail.com.

Resumen

La respuesta de un sistema eléctrico de generación distribuida depende en gran medida del tiempo de reacción que tiene el sistema a las variaciones producidas en la microred, es por esto que el enlace de comunicación existente entre los nodos de la microred debe ser rápido, robusto y fiable. Para esto, en la actualidad se está optando por utilizar el protocolo CAN (Controller Area Network), como enlace de comunicación en generación distribuida utilizando circuitos de uso específico o microcontroladores que incluyen un módulo CAN. Sin embargo, una tendencia actual en el diseño del control de los convertidores es utilizar FPGAs (Field Programmable Gate Array). En este artículo se presenta y analiza el uso del protocolo CAN embebido en hardware reconfigurable para ser empleado como un módulo de comunicación y ser incorporado en el diseño de dichos controles, permitiendo de esta manera aprovechar al máximo las potencialidades del nodo dentro de una microred inteligente de CD (Smart DC grid). El artículo presenta una breve introducción al concepto de microredes inteligentes de CD, conceptos básicos del protocolo CAN y se analizan el estado del arte sobre IP cores CAN.

Palabras Clave: IP Core CAN, Microred inteligente CD, Generación distribuida

I. Introducción

La actual demanda de energía eléctrica ha impactado en un mayor número de plantas generadoras, esto conlleva entre otros problemas el rápido agotamiento de los recursos fósiles, razón por la cual se está optando por utilizar fuentes de energía renovables, aunque según la Secretaria de Energía en México en el año 2011 la aportación energética de fuentes renovables fue de apenas 6.45 % [1]. Por ello hoy en día existe una evidente dependencia de los recursos fósiles, aunque se está trabajando en las nuevas alternativas energéticas. Las fuentes de energía renovables son poco fiables por depender de fenómenos naturales como el sol o el viento. Debido a la naturaleza variable de dichos fenómenos es necesario contar con sistemas de almacenamiento y trabajar con diferentes tecnologías de generación de energía en un

sistema, al cual se le ha llamado “Sistema de Generación Distribuida”

En la generación distribuida (DG) se pueden emplear diferentes tecnologías de fuentes renovables que además de proveer energía a una microred, también pueden inyectarla a la red de CFE (Comisión Federal de Electricidad). A las microredes que cuentan con un mecanismo de control entre cada uno de sus nodos se le ha denominado red inteligente (smart grid), dichas redes tienen aplicaciones por ejemplo en instalaciones eléctricas en donde una ausencia de energía en un periodo de tiempo sería catastrófica como hospitales, centros comerciales, centros de datos, etc. [2].

Una microred está compuesta por diferentes nodos, que a su vez pueden ser fuentes de energía o dispositivos de almacenamiento de energía. Cada uno de los nodos debe operar de forma

autónoma, por lo que existe un bus de comunicación específico entre los diferentes convertidores de cada fuente de energía a excepción de algunos casos reportados en la literatura en los cuales se utiliza el voltaje del bus de CD como medio de comunicación para la toma de decisión, como se aprecia en el artículo [3].

Actualmente la comunicación entre cada uno de los nodos de algunas microredes se realiza mediante el protocolo CAN, el cual presenta muchas ventajas; entre ellas se puede mencionar su velocidad de transmisión, la detección y señalización de errores, arbitraje, uso de esquema multimaestro y su alta inmunidad al ruido debido a perturbaciones por campos electromagnéticos. Actualmente se han realizado trabajos de convertidores CD – CD que se comunican con la microred utilizando el protocolo CAN, para esto se hace uso de circuitos de uso específico como se puede ver en [4], sin embargo se tiene la tendencia a utilizar tarjetas de desarrollo de hardware FPGA (Field Programmable Gate Array) para el control de los dispositivos de conmutación. Todo lo anterior deriva en tener por una parte el control en un FPGA y la comunicación en un circuito de uso específico. Una forma de aprovechar los recursos es contar con un controlador CAN en hardware reconfigurable para establecer comunicación entre los nodos y con ello un control de los convertidores más eficiente.

Existen hoy en día una amplia gama de opciones para utilizar una comunicación CAN como un módulo hardware a ser incorporado en el diseño del control de una microred. Por un lado hay trabajos reportados en donde se diseña un core CAN [5] y por otro existen IP comercialmente disponibles [8, 9, 10, 11, 12, 13 y 14].

El principal objetivo de este artículo es presentar el resultado de una búsqueda dentro del estado del arte sobre módulos IP Cores CAN disponibles, cuyas especificaciones funcionales los hacen viables para ser utilizados en aplicaciones de microredes CD. De manera que la información de las opciones sean útil para la

elección de una solución en alguna aplicación relacionada con transferencia de datos en microredes de CD.

En la siguiente sección se describen conceptos del protocolo CAN según las especificaciones 2.0 de Robert Bosch. En la tercera sección se describen los módulos IP Cores CAN y finalmente en la cuarta sección se presentan las conclusiones.

II. Conceptos sobre CAN.

CAN fue desarrollado por Robert Bosch GmbH, estandarizado por ISO y SAE (Society of Automotive Engineers). Existen para CAN las especificaciones 2.0A y 2.0B, las cuales se diferencian por el tamaño del identificador, siendo de 11 bits para la estándar (2.0A) y de 29 bits para la extendida (2.0B). En la figura 1 se muestra la ubicación del identificador en la trama.

Según las especificaciones para CAN 2.0 de Robert Bosch, un nodo está compuesto por: la capa de aplicación, capa de objeto, capa de transferencia y capa física, como se puede apreciar en el diagrama de la figura 2.

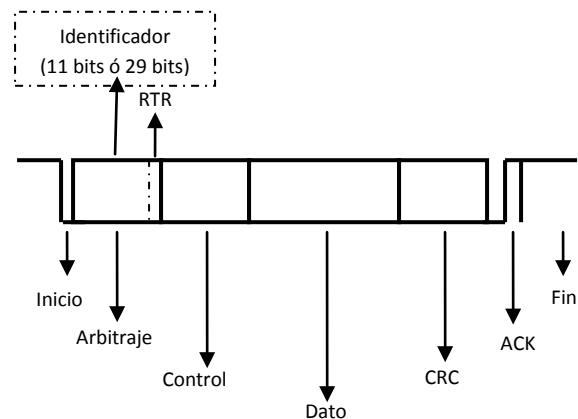


Fig. 1. Trama de datos.

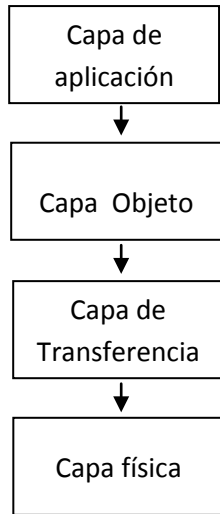


Fig. 2. Nodo CAN.

Las capas que a continuación se describen se encuentran en [6] “Especificaciones de CAN 2.0”. La capa de aplicación es el enlace entre la comunicación CAN y el proyecto principal; en la capa objeto se lleva a cabo el filtrado de mensajes y el manejo de estados; la capa de transferencia es donde se lleva a cabo el arbitraje, manejo de errores, tramas de mensaje, sincronización y validación de mensajes; por último la capa física adecua los niveles de tensión a la red.

Existen dos niveles de tensión en el nivel físico: CAN-High, que es un voltaje que va desde los 2.5 V hasta los 5.0 V y CAN-Low que va desde los 0.0V hasta los 2.5 V. Hay dos estados para el bus, que son: dominante y recesivo.

El estado dominante “1” se logra si la diferencia entre el CAN-H y el CAN-L da como resultado 5.0 V, esto se puede observar en la figura 3.

El estado recesivo “0” se logra si la diferencia entre el CAN-H y el CAN-L da como resultado 0.0 V, esto se puede observar en la figura 3. [7].

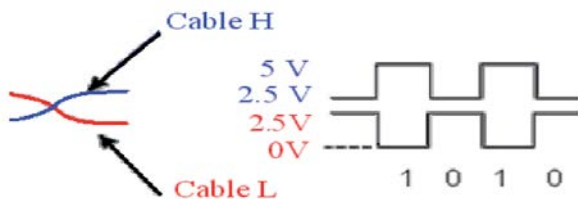


Fig. 3. Estados del bus CAN.

Un IP Core se encuentra ubicado en las capas de transmisión y objeto del nodo CAN, sin embargo puede solo ubicarse en la capa de transmisión ya que es allí donde se lleva a cabo el protocolo. La capa física lo constituye el transceiver, que está encargado de adaptar o leer los niveles de tensión del CAN-L y el CAN-H, esta capa se realiza de manera externa al IP Core.

Entre las ventajas que ofrece el protocolo CAN, destaca la detección de errores, el ser un sistema multimaestro, con arbitraje y considerable velocidad de transmisión. CAN puede manejar velocidades de hasta 1 Mbit/s a una distancia de 30 metros, como se presenta en la tabla 1.

Existen disponibles diferentes IP Cores para CAN, la gran mayoría de dichas IP Cores están enfocadas para aplicaciones industriales, tales como proyectos de producción en grandes masas. Por lo anterior mucho de estas IP Cores tienen costos de licencias elevados y con ello su disponibilidad está limitada en proyectos educativos o de investigación.

Tabla 1. Velocidad de transmisión [7].

Velocidad	Longitud Máxima
1 Mbps	30 m
800 Kbps	50 m
500 Kbps	100 m
250 Kbps	250 m
500 Kbps	500 m
120 Kbps	1000 m
50 Kbps	2500 m
10 Kbps	5000 m

III. IP Cores de CAN Comerciales.

A continuación se presentan las características básicas de algunas IP Cores de las empresas CAST,inc, IP extreme, INICORE, Hitechglobal y Xilinx.

La empresa CAST, inc presenta su módulo llamado CAN-CTRL que contiene las capas de transferencia y objeto del nodo CAN. Contiene la

señal de entrada “rxd” encargada de recibir los datos del CAN bus, la señal de salida “txd” que envía los datos al CAN bus, la señal de reloj “clock”, el bus de datos para el manejo de los mensajes “data bus” y una entrada de interrupción “interrupt” [8] (Ver Fig. 4).

La empresa IP extreme comercializa un módulo CAN llamado CAN Controller del fabricante National Instruments, pero solo cuentan con la versión en Verilog, dicha IP implementa las capas de transferencia y objeto del nodo CAN [9] (Ver Fig. 5).

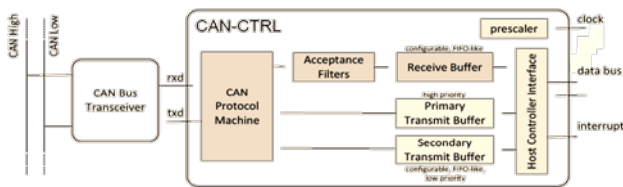


Fig. 4. CAN-CTRL [8].

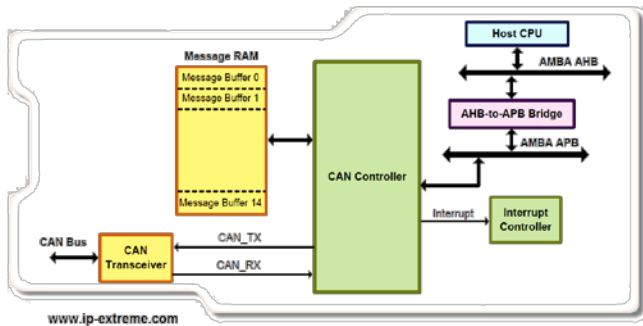


Fig. 5. CAN Controller [9].

La empresa INICORE cuenta con distintas versiones para CAN, a continuación se describen tres de ellas.

El módulo INICAN que incluye solamente la capa de transferencia, así que para utilizarlo deberá de realizarse externamente el filtrado de mensajes. Tiene una señal de entrada/salida para iniciar y detener el módulo “start/stop control”, la señal de salida “rx_msg object” encargada de enviar los datos obtenido por el módulo CAN bus en forma serial, la señal de entrada “tx_msg object” que recibe los datos de forma serial que se desea enviar al CAN bus, señal de interrupción por eventos “interrupt events”, señal de error de estado y contador “error state and counters” y por

último las señales de envío y recepción que se conectan al transceiver [10] (Ver Fig. 6).

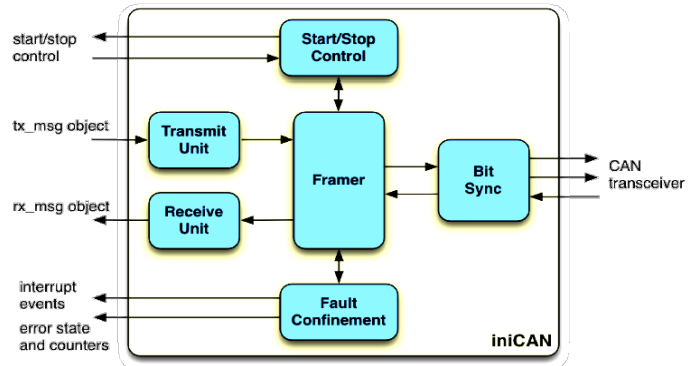


Fig. 6. INICAN [10].

El segundo módulo de la empresa INICORE está titulado CANmodule-IIx, que implementa las capas de transferencia y objeto del nodo CAN, así que realiza el filtrado de mensajes. Incluye internamente el módulo INICAN anterior, las señales can_tx_bus y can_rx_bus para la recepción y envío de datos al CAN bus, señal de reloj “system time”, interfaz de control y manejo de mensajes al módulo “APB bus interface” [11] (Ver Fig. 7).

El tercer módulo de la empresa INICORE se llama CANmodule-III, incluye las capas de transferencia y objeto del nodo CAN, cuenta con filtrado de mensajes y puerto SRAM para almacenamiento de mensajes. Tiene un bus de control “APB bus interface”, un puerto para SRAM, señal de salida de datos al CAN bus “canbus_tx” y señal de entrada de datos del CAN bus “canbus_rx” [12] (Ver Fig. 8).

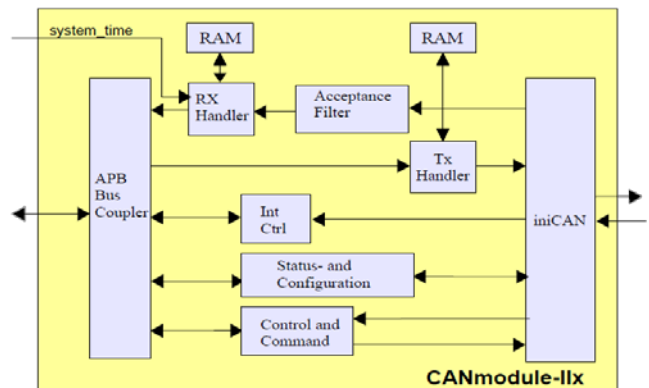


Fig. 7. CANmodule-IIx [11].

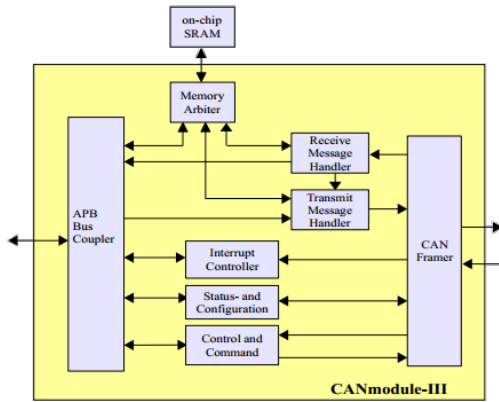


Fig. 8. CANmodule-III [12].

La empresa Hitechglobal cuenta con un módulo para CAN llamado “Configurable CAN 2.0 (Controller Area Network) Controller IP Core”, que implementa las capas de transferencia y objeto del nodo CAN. Cuenta con la señal de salida de datos al CAN bus “txd”, señal de entrada de datos del CAN bus “rxd”, interfaz de entrada de datos para los mensajes a enviar “TX RAM”, interfaz de salida de datos recibidos por el módulo CAN “RX RAM” y señales de control [13] (Ver Fig. 9).

La empresa “XILINX” cuenta con un módulo para CAN titulado “Xilinx CAN Controller”, que implementa las capas de transferencia y objeto del nodo CAN. Cuenta con una interface para control, recepción y envío de mensajes al módulo, señal de reloj “CAN CLK”, señal de entrada de datos del CAN bus “RX” y señal de salida de datos al CAN bus “TX” [14] (Ver Fig. 10).

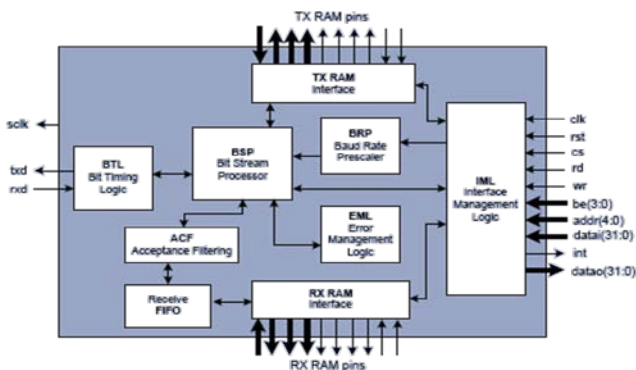


Fig. 9. Configurable CAN 2.0 Controller IP Core [13].

En la Tabla 2 se presenta de manera resumida tanto las ventajas como desventajas de los diferentes módulos IP Core de CAN descritos. De dicha tabla es posible concluir que cada módulo disponible cuenta con especificaciones funcionales diferentes. Es por ello que es de vital importancia tener en cuenta este aspecto en la elección del módulo IP Core CAN que solucione la aplicación deseada. Por ejemplo existen módulos con datos de entrada en paralelo, otros cuya estructura los hace lo suficientemente apropiados para aplicaciones industriales complejas.

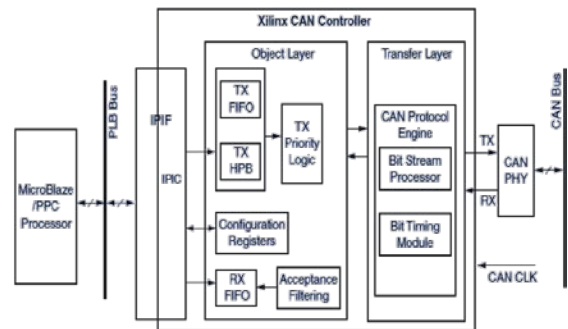


Fig. 10. Xilinx CAN Controller [14].

IV. Conclusiones

El presente artículo describe la importancia del desarrollo de módulos de hardware reconfigurable para implementar el protocolo de comunicación CAN con aplicaciones en microredes de CD.

Se presenta el resultado de una exhaustiva búsqueda del estado del arte sobre diseños de controladores CAN en hardware reconfigurable. De acuerdo a lo expuesto en este artículo es posible notar que existen varias IP Cores de CAN disponibles. Debido a que estos módulos son diseñados de manera genérica, esto es no enfocados a una aplicación específica y además debido a los altos costos de licencia hacen que no sean fácilmente accesibles para proyectos de investigación en universidades. Lo anterior justifica el diseño de una IP propia que cumpla con las especificaciones de aplicaciones de microredes de CD, así como para el desarrollo de proyectos futuros.

Empresa	Ventajas	Desventajas
CAST,inc	RAM de mensajes configurable, compatible con transceiver comerciales.	No detalla el bloque de máquina de protocolo CAN
Ip-extreme	Prioridad programable, modo solo escucha, AMBA – AHB y APB.	El diseño no es claro
INICAN	Interfaz paralela (nivel mensaje); modo de solo escucha, bucle de retorno interno, External loop back.	Es necesario realizar el filtraje de mensajes en la capa de aplicación.
CANmodule -IIx	Interfaz AMBA 2.0; soporta dos dominios de reloj; modo de solo escucha, bucle de retorno interno, ancho de bus de 8,12 o 32 bits.	Complejidad del diseño apta para proyectos ambiciosos.
CANmodule -III	Interfaz AMBA 3; soporta dos dominios de reloj; modo de solo escucha, bucle de retorno interno o externo, modo de prueba SRAM, registro de captura de error.	Complejidad del diseño apta para proyectos ambiciosos.
Hitechgloba l	Ancho de bus de datos de 8,16 y 32 bits, modo de solo escucha.	El diseño no es claro.
Xilinx	Diseño más estructurado, modo de reposo automático.	

Tabla 2. Comparación de los esquemas para el diseño de un IP Core de CAN.

Se tienen dos posibles soluciones en la incorporación de un módulo CAN en un diseño dado. Por un lado la adquisición de un CAN core IP comercialmente disponible y por otro el diseño e implementación de un módulo IP propio. En la primera solución va implícito un costo relativamente elevado en la adquisición de licencias y generalmente no se tiene acceso al diseño fuente para modificar el controlador y

atender necesidades implícitas en la aplicación. La segunda opción implica mayor tiempo de diseño debido a lo complejo que es el protocolo de comunicación CAN.

Para ambas soluciones la información presentada en este artículo sirve como guía para la solución de comunicación vía CAN en aplicaciones de control de redes basadas en hardware reconfigurable.

El estado de arte sobre IP Cores CAN descrito en este artículo plantea de manera resumida una guía y visión útil en la selección de una IP específica.

Tomando en cuenta las arquitecturas básicas de las IP Cores presentadas en este artículo, es posible proponer una arquitectura propia para ser desarrollada como un IP Core con aplicaciones en redes inteligentes DC.

V. Referencias

- [1] <http://sie.energia.gob.mx/bdiController.do?action=cuadro&cvecua=IE7C01>
- [2] Raúl Velázquez Sánchez, Héctor G. Sarmiento, Uruchurtu, José L. Silva Farías, Gilberto Vidrio López y Rolando Nieva Gómez, Introducción al concepto de microredes, 2010, <http://www.iie.org.mx/boletin032010/tenden.pdf>
- [3] Li Zhang, Tianjin Wu, Yan Xing, Kai Sun, Gurrero, J.M; Power control of DC microgrid using bus signaling, Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE, Pág. 1926 – 1932.
- [4] Sushil Thale, Vivek Agarwal, Keerthi Unni, CAN based Control of DC-DC Converters in Distributed Generation Units Operating in Master Slave Configuration, 2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems December 16-19, 2012, Bengaluru, India.

- [5] Alberto Donado Rodríguez, Diseño de un IP CORE del protocolo CAN: codificación, simulación e implementación en una FPGA, 2013 Universidad Rey Juan Carlos, Madrid, España.
- [6] CAN specification 2.0, Robert Bosch, 1991.
- [7] Pañi Arévalo, Julio Deifilio, Pinos Guartamber, Pablo Geovanny, Compendio del sistema de transmisión de datos CAN-BUS, 10 de diciembre del 2007, <http://dspace.ups.edu.ec/handle/123456789/1121>.
- [8] CAN IP Core-CAN-CTRL, <http://www.cast-inc.com/ip-cores/interfaces/can-ctrl/index.html>
- [9] CAN Controller, national instruments, <http://www.ip-extreme.com/IP/can.shtml>
- [10] iniCAN, http://www.inicore.com/core_lib/inican.html.
- [11] CANmodule-IIx, www.inicore.com/core_lib/canmodule_2x.html.
- [12] CANmodule-III, www.inicore.com/core_lib/canmodule_3.html.
- [13] Configurable CAN 2.0 (Controller Area Network) Controller IP Core, http://www.hitechglobal.com/IPCores/CAN_Controller.htm.
- [14] Xilinx CAN Controller, www.xilinx.com/support/documentation/ip_documentation/xps_can.pdf.

VI. Autores

Ing. José Guadalupe Deanda Rincón: obtuvo su título como ingeniero en Mecatrónica en la Universidad Tecnológica Del Norte de Guanajuato, actualmente se encuentra cursando estudios de Maestría en Ciencias en Ingeniería

Electrónica en el Instituto Tecnológico de Celaya.

Dr. Elías José Juan Rodríguez Segura: obtuvo en 2003 el grado de Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica en el CENIDET en 2003, actualmente es profesor investigador de tiempo completo en el Instituto Tecnológico de Celaya, es miembro del Sistema Nacional de Investigadores Nivel 1.

Dr. Javier Díaz Carmona: obtuvo en 2003 el grado de Doctor en Ciencias en el área de Ingeniería Electrónica del Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica, Puebla. Actualmente es profesor investigador de tiempo completo en el Instituto Tecnológico de Celaya,

Dr. Agustín Ramírez Agundis obtuvo el grado de doctor en 2008 por la Universidad Politécnica de Valencia. Actualmente es profesor investigador de tiempo completo en el departamento de Ing. Electrónica y posgrado del programa de Maestría en Ciencias en Ing. Electrónica del Instituto Tecnológico de Celaya. Pertenece al Sistema Nacional de Investigadores SNI 1. Sus áreas de interés son el desarrollo de soluciones basadas en sistemas digitales empleando FPGAs y microcontroladores, así como la integración de sistemas automáticos para aplicaciones industriales.

Sistema de Visualización de Imágenes a 8 Colores Implementado en FPGA

Felipe Santiago Espinosa, Rolando Ruiz Carbajal

Universidad Tecnológica de la Mixteca, Carretera a Acatlima Km 2.5, Huajuapán de León, Oaxaca, México;
(01-953) 53-203-99 (ext. 5555), fsantiago@mixteco.utm.mx, rolando.ruiz@anahuacoaxaca.edu.mx,
eguzman@mixteco.utm.mx.

Resumen

En el presente trabajo se plantea el desarrollo e implementación de un sistema flexible y escalable para la visualización de imágenes, el sistema está basado en FPGA y se sintetizó en la tarjeta de desarrollo Digilent Spartan-3; permite la visualización, en un monitor VGA de resolución de 640 x 480 píxeles, de un conjunto de imágenes simplificadas a 8 colores, almacenadas en un banco de memorias NVRAM; estableciendo una interacción con el usuario al permitirle el avance y retroceso dentro del conjunto de imágenes, así como una señalización en la imagen actual, mediante el uso de un ratón de computadora. El sistema se complementa con un programa de computadora que permite la simplificación de las imágenes a 8 colores y su envío a la tarjeta Spartan-3, por medio del puerto serie RS-232, para su almacenamiento. El diseño se hizo bajo un enfoque modular, codificando los módulos en VHDL, con la intención de aportar descripciones de hardware que por naturaleza tienen la capacidad de rediseño, en pro de su optimización; además de las facilidades de reutilización, favoreciendo el desarrollo de nuevos sistemas que requieran el manejo de los mismos periféricos.

Palabras Clave: FPGA, NVRAM, PS/2, RS-232, VGA.

I. Introducción

Los dispositivos de lógica programable más versátiles son los FPGA (*Field Programmable Gate Array*), ya que permiten realizar diseños a medida y con bajo costo de desarrollo. Sus bloques lógicos y sus recursos de interconexión son configurables, características por las que son ampliamente empleados al realizar prototipos e incluso para la producción de pocas unidades [1]. Así mismo, la existencia de lenguajes de descripción de hardware (HDL, *Hardware Description Languages*) tales como ABEL, Verilog y VHDL hacen que los diseños sean archivos de texto, que contienen el “código fuente” del circuito. Esto ha llevado a que el proceso de diseño de hardware se parezca cada vez más al del software; lo que conduce, a que el

hardware se convierta en algo que pueda ser compartido y reutilizado.

El presente trabajo expone el desarrollo de un sistema que permite la visualización en un monitor o dispositivo estándar VGA de un conjunto imágenes, simplificadas a 8 colores, almacenadas en un banco de memorias NVRAM, empleado como base un FPGA, realizando, pero no limitando a esta plataforma, la implementación sobre una tarjeta de desarrollo Digilent Spartan-3 [2].

II. Metodología de Diseño.

La metodología que se plantea corresponde a un diseño Top-Down, planteando la creación de un diseño modular jerárquico, que consiste en construir un nivel de descripción funcional de diseño debajo de otro, de forma que cada nuevo nivel posea una descripción más detallada del sistema [3].

III. Diseño del Sistema

Considerando la metodología de diseño, en la figura 1 se aprecia el marco de trabajo general que permite definir los módulos que integran el sistema y sus interfaces, la división se realiza en partes funcionalmente independientes, especificando la división del sistema en sus componentes Hardware y Software.

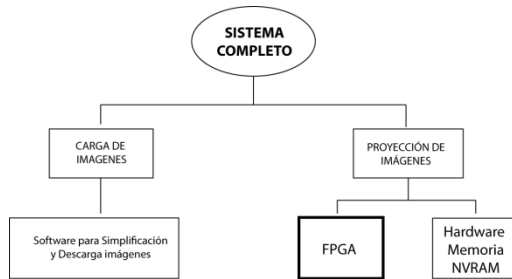


Fig. 1. Diagrama a bloques General del Sistema.

El diseño del sistema, centrado en la descripción funcional, mostrado en la figura 2, se establece en 3 elementos y tareas principales:

1. Interfaz de Video: Provee la funcionalidad de recuperar la información almacenada para desplegarla mediante el empleo de un puerto VGA, así como el control de una interfaz que permite el uso de un ratón estándar PS/2.
2. Interfaz Serie: Provee la capacidad de comunicación serial mediante el protocolo RS-232 (ANSI/EIA 232), recibe y discrimina la información para ser almacenada.
3. Almacenamiento de Imágenes: Provee la funcionalidad de escribir y leer información en un arreglo de memorias NVRAM.

IV. Desarrollo e Implementación del Módulo de Interfaz de Video

Teniendo en cuenta que la descripción en VHDL se desarrolla con el estilo estructural, la integración de las instancias:

- Divisor de Frecuencia
- Memoria de Video SRAM
- Interfaz Mouse PS/2
- Cursor
- Controlador VGA
- Controlador de Video

genera el *módulo interfaz de Video*, que presenta la funcionalidad especificada en el proceso de diseño a partir del comportamiento de conjunto de cada uno de los componentes instanciados, en donde:

El componente *Divisor de Frecuencia*, del que se muestra su diagrama funcional en la figura 3, divide la frecuencia principal de la señal de reloj a la mitad de la frecuencia de la señal de reloj de 50 MHz provista por la tarjeta de desarrollo.



Fig. 3. Diagrama a bloques de la descripción funcional del componente Divisor de Frecuencia.

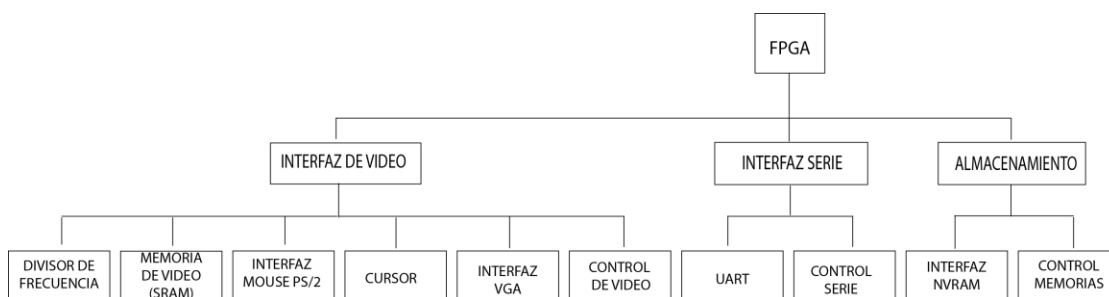


Fig. 2. Diagrama a bloques de las descripciones de hardware.

El componente *Memoria de Video SRAM* proporciona la interfaz de acceso para la escritura y lectura de una memoria SRAM de 256Kx16 ISSI IS61LV25616AL-10T [4], la cual, por las prestaciones de desempeño en los tiempos de acceso de lectura y escritura, se emplea como memoria de refresco de video, en tanto la implementación se puede llevar a cabo en un solo estado, como se muestra en la máquina de estados de la figura 4, sin la consecuente necesidad de agregar retardos, como ocurre en otras tecnologías

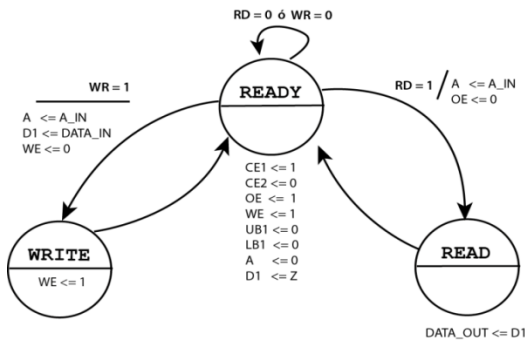


Fig. 4. Máquina de estados de accesos para Lectura y Escritura de la memoria de video SRAM.

El componente *Interfaz Mouse PS/2* proporciona una interfaz bidireccional síncrona entre el controlador y un ratón estándar PS/2, registrando los eventos del dispositivo: desplazamiento y pulsación del botón izquierdo o derecho.

La implementación se basa en el protocolo de la interfaz PS/2 [5] y en la secuencia de eventos que se establecen para lograr la interacción con los modos de operación [6] y eventos del Mouse, movimiento y pulsación de botones, los cuales se comunican mediante el protocolo PS/2 al controlador. En la figura 5 se establece el diagrama a bloques que brinda la operación de la interfaz Mouse PS/2.

El componente *Cursor*, (ver figura 6), realiza la representación de la posición del ratón en la pantalla, con la funcionalidad de ofrecer 8 estilos de cursor y un color dinámico, que cambia para resaltar en función del color de fondo.

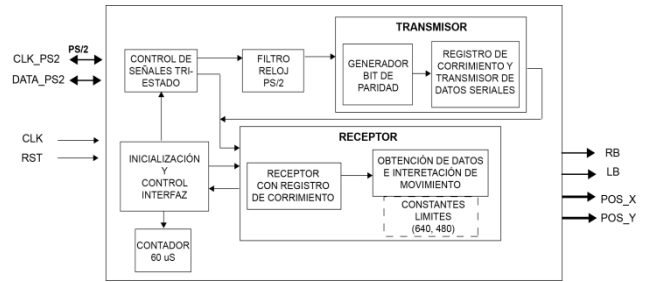


Fig. 5. Diagrama a bloques de la descripción funcional del módulo de la interfaz del Mouse PS/2.

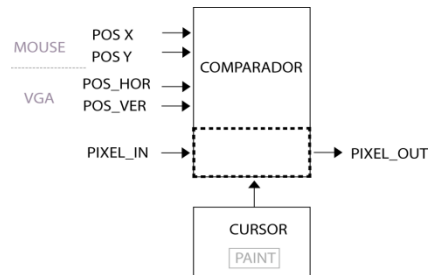


Fig. 6. Diagrama a bloques de la descripción de hardware módulo Cursor.

En la implementación se generan las imágenes que se superpondrán en la posición del cursor a partir de lógica combinatorial; el diseño de la imagen se realiza en el eje cartesiano, lo que permite determinar la posición de cada píxel referenciado al punto cartesiano (0,0), que será la posición actual del ratón, para dar forma a los cursores que se muestran en la figura 7.

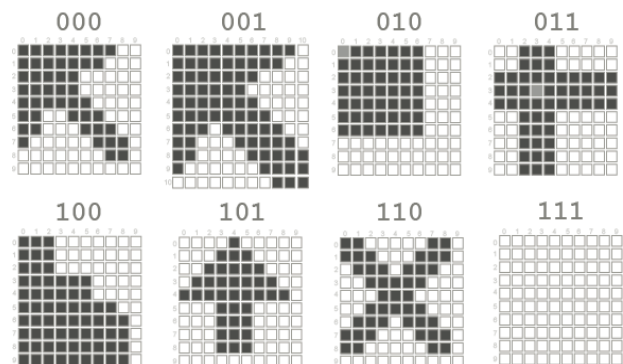


Fig. 7. Cursores del ratón y posición de selección.

El componente *Controlador VGA* es compatible con el estándar VGA [7], por lo tanto funciona en la gama de monitores CRT y LCD, el componente provee las señales de sincronismo y tiempos de video para generar una imagen en un modo de 3 bits, o profundidad de 8 colores, con una resolución de 640 x 480 píxeles. Se manejan imágenes únicamente de 8 colores porque la tarjeta Spartan 3 destina un bit para el rojo, uno para el verde y otro para el azul, con 3 bits únicamente se alcanzan 8 colores diferentes.

Por flexibilidad, la implementación (ver figura 8) considera la ubicación de la memoria de video fuera del componente; así, ésta puede ser una memoria de video dedicada o compartida en el sistema.

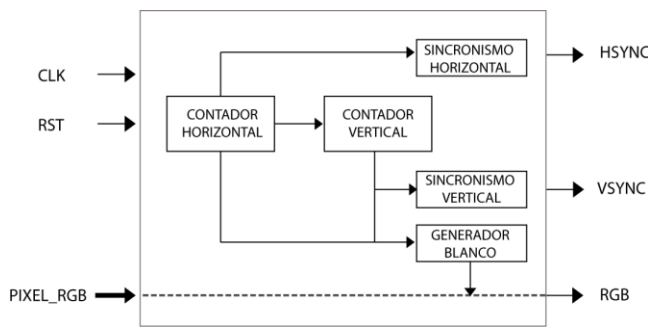


Fig. 8. Diagrama a bloques de la descripción funcional del módulo Controlador VGA.

En la implementación, para dibujar la imagen se cuenta con las señales R, G y B que dependen de las consideraciones de tiempo de las señales de control de Sincronismo Vertical y Horizontal, por lo que se trasladan a ciclos del reloj de entrada (CLK), ya que el diseño quedará estrechamente ligado a la frecuencia del reloj con que opera el controlador, arrojando los tiempos que se muestran en la tabla 1.

El componente *Control de Video* genera las señales de control para los componentes memoria NVRAM, memoria de video, VGA, cursor e interfaz PS2.

La implementación tiene la finalidad de establecer las secuencias que permitan obtener la información de la memoria NVRAM, que contiene imágenes descompuestas en sus elementos básicos, y copiar la información de la

imagen activa a la memoria de video, que por su alta tasa de refresco, proporciona la información que debe desplegar el Controlador VGA.

Símbolo	Sincronismo Horizontal		Sincronismo Vertical		
	Tiempo (µS)	Ciclos Reloj	Tiempo (mS)	Ciclos Reloj	Líneas
A	32	800	16.7	416,800	521
B	25.6	640	15.36	384,000	480
C	3.84	96	64	1,600	2
D	0.64	16	320	8,000	10
E	1.92	48	928	23,200	29

Tabla 1. Tiempos de operación y ciclos de reloj de las señales de sincronismo para un reloj de 25 MHz.

La *Interfaz Mouse PS2* establece la interfaz con el usuario, su integración hace posible el retroceso entre imágenes con la presión del botón derecho del ratón o el avance con la presión del botón izquierdo, así como el despliegue y redibujo del desplazamiento del puntero sobre la imagen activa.

La información que se procesará por la interfaz de video se encuentra almacenada en la memoria de video NVRAM, agrupada en un arreglo de 61,440 direcciones por imagen, considerando 65,535 direcciones por página (ver figura 9).

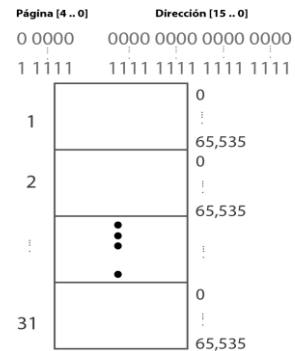


Fig. 9. Segmentación de la memoria NVRAM en páginas.

V. Desarrollo e Implementación del Módulo Interfaz Serie

Este módulo contiene los componentes de la interfaz de comunicación serial asíncrona y es el encargado de establecer la comunicación a través de la interfaz de hardware RS232C [8], permitiendo intercambiar datos binarios entre el FPGA y otro dispositivo a través de una conexión punto a punto. El cual se genera de la instanciación de los componentes:

- Componente UART
- Componente Control Serie

En donde:

El componente *UART*, provee una interfaz programable de comunicación serie asíncrona.

La implementación, ver figura 10, considera que el diseño está orientado a emular de forma parcial el funcionamiento de los dispositivos de recepción-transmisión universal asincrónica, UART, con una PILA (FIFO, *First Input First Output*) de datos, que permite convertir los datos seriales a paralelos; y además ofrecer una velocidad de transferencia configurable desde 9600 bps a 115.2 Kbps.

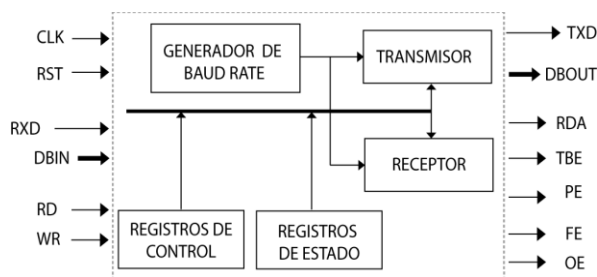


Fig. 10. Diagrama a bloques de la descripción funcional del componente UART.

El componente *Control Serie*, tiene como finalidad integrar el componente serial e interactuar con el componente NVRAM, para establecer las secuencias que permiten recibir datos del puerto serial y almacenar esta información en la memoria, segmentando el total

de la memoria en páginas de 61,440 direcciones ó 983,040 bytes.

VI. Desarrollo e Implementación del Módulo para el almacenamiento de Imágenes.

El módulo contiene los componentes para el acceso a la memoria no volátil externa a la tarjeta Spartan-3. Se integra de dos componentes, uno para la interfaz física y otro para el control,

- Componente NVRAM
- Componente Control de Memoria

Los cuales se ligan directamente en el módulo de mayor jerarquía, en donde:

El componente *NVRAM*, provee la interfaz de acceso para la escritura y lectura en un arreglo de 2 memorias DALLAS NVRAM (*Non-Volatile Random Access Memory*, Memoria de acceso aleatorio No Volátil) DS1265W [9] de 8 Mb ó DS1270W [10] de 16 Mb, un tipo de memorias que no pierde la información almacenada al cortar la alimentación eléctrica y por sus características será empleada como memoria de almacenamiento de imágenes de 16 Mb ó 32 Mb de capacidad.

La comunicación entre las memorias y el FPGA se realiza mediante los conectores de expansión A2 y B1 de la tarjeta de desarrollo Digilent Spartan-3 (ver figura 11).

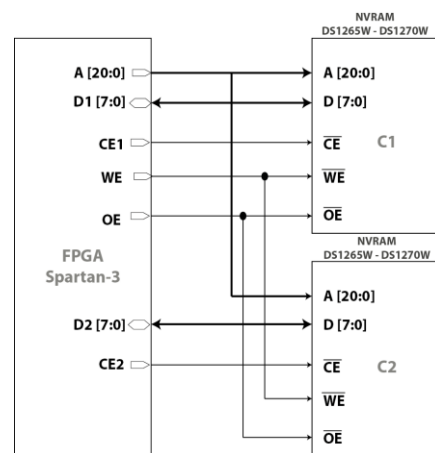


Fig. 11. Hardware del componente NVRAM [5].

El componente NVRAM incluye los bloques mostrados en la figura 12, para la interacción con la memoria, permitiendo las funcionalidades de lectura y escritura de los datos persistentes.

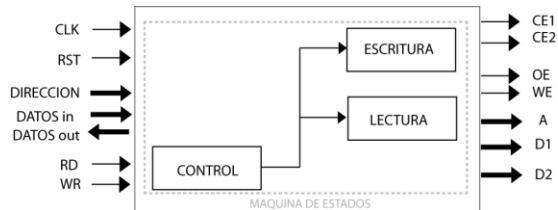


Fig. 12. Bloques del componente Control de Memoria.

El componente *Control de Memoria*, se concibe para interactuar con la parte superior de la estructura jerárquica, evitando que exista un conflicto en el acceso a la memoria por parte de los módulos Serie e Interfaz de Video, ya que los módulos son concurrentes en su operación, el acceso para lectura y/o escritura en la memoria NVRAM debe coordinarse, el componente básicamente consiste en una descripción combinatorial.

VII. Integración del Sistema FPGA

El sistema de visualización de imágenes se genera, de acuerdo a la metodología jerárquica, mediante la instanciación de los módulos:

- Módulo interfaz de Video
- Módulo interfaz Serie
- Componente Controlador de Memorias
- Interfaz NVRAM

La implementación en la tarjeta de desarrollo requiere la conexión física con el módulo NVRAM y la definición de los puertos de salida y entrada del FPGA para los dispositivos Ratón PS/2 y Serial, proceso que se realiza en la etapa de implementación conocida en el ciclo de diseño como: Colocación y Ruteo [11]; que básicamente consiste en adaptar el diseño a un hardware en concreto, que en este caso corresponde al FPGA Xilinx Spartan-3 XC3S200.

VIII. Software

El Sistema Software, codificado empleando como lenguaje de desarrollo C++, se estructura de manera que permite el mantenimiento y modificación de la funcionalidad durante el ciclo de desarrollo y pruebas, para ello se emplean funciones que realizan tareas específicas y funciones que responden a eventos concretos. Dentro de las funciones se tienen:

- Gestión del Puerto Serie
- Manejo de Archivos de Imágenes
- Simplificación de imágenes
- Transmisión de Datos
- Manejo de la Interfaz del Software

La gestión de la interfaz serie RS-232 se realiza empleando la estructura del Bloque de Control de Dispositivos (DCB, *Device Control Block*) que define la configuración de control para un dispositivo serie dentro del Sistema Operativo Microsoft Windows [12, 13], mediante las funciones asociadas se declaran los parámetros de configuración de comunicación tales como: número de puerto, baud rate, paridad, tamaño de palabra y bits de paro.

La simplificación de imágenes se realiza tomando cada uno de los píxeles que estructura la imagen ($640 \times 480 = 307,200$ píxeles), para luego descomponerlo en sus componentes de color (RGB), para así discriminar cada una de esas componentes fijando un umbral que corresponde a la mitad del espectro con que se represente el color, que corresponde a un valor numérico que se encuentra dentro del intervalo de [0-255]; así, la componente se incluye si presenta una saturación por encima del umbral, ya que indica mayor presencia de tal componente de color, en caso contrario se descarta.

Esto se hace para cada uno de los tres colores, obteniendo una representación simplificada de cada píxel únicamente en 3 bits. En la figura 13, a manera de ejemplo, se muestra el espectro del color verde.

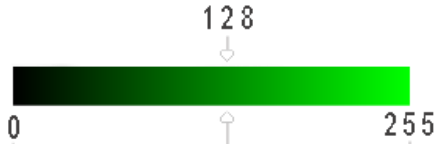


Fig. 13. Representación numérica del espectro de Color Verde.

El sistema ofrece la prestación de visualizar tanto la imagen original como la imagen simplificada, que será transmitida y almacenada en el hardware del sistema (NVRAM).

La transmisión se establece tomando como base a la imagen actualmente seleccionada, de la cual se envía la versión simplificada, considerando la ubicación que se le dará en la memoria, a la que se denomina página. En el hardware del sistema se tiene una capacidad de 32 posiciones, de la 0 a la 31, lo que permite almacenar 32 imágenes.

Se establece un protocolo, en donde el primer byte que se envía al hardware indica el comando de operación a realizar y el número de página sobre la cual se va a efectuar la operación, como se muestra en la figura 14.

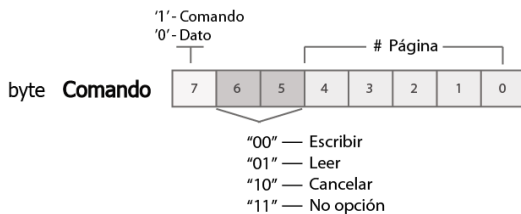


Fig. 14. Byte de Comando y Número de Página.

En el caso del comando que corresponde a la operación de escribir, se ejecuta un bucle de lectura y transmisión de cada uno de los 61,440 bytes almacenados en una matriz durante el proceso de simplificación de una imagen.

La interfaz de usuario se desarrolló de manera que es posible visualizar el avance en el proceso de transferencia, las imágenes originales y las imágenes simplificadas, en la figura 15 se muestra la interfaz de la aplicación, en la tira de imágenes se puede revisar el contenido. La ubicación de una imagen en la tira corresponde con la ubicación en la página dentro de la

memoria NVRAM. El programa cuenta con la opción para simplificar la imagen a 8 colores, esta simplificación se realiza automáticamente si el usuario solicita enviar una imagen y no ha ejecutado el comando.

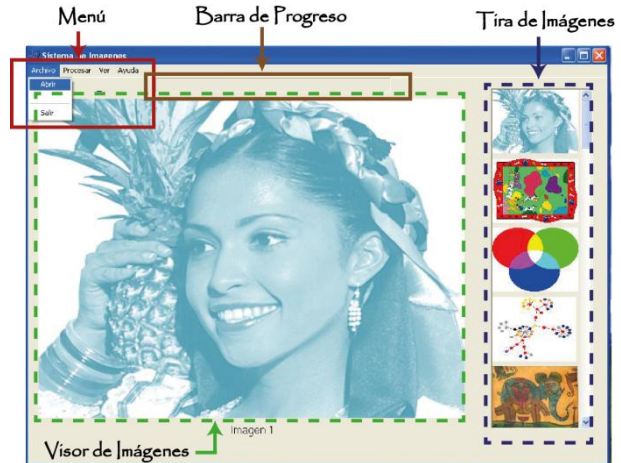


Fig. 15. Elementos de la interfaz visual de la aplicación.

IX. Resultados

El sistema resultante cumple con los objetivos planteados, en la figura 16 se muestra su implementación.

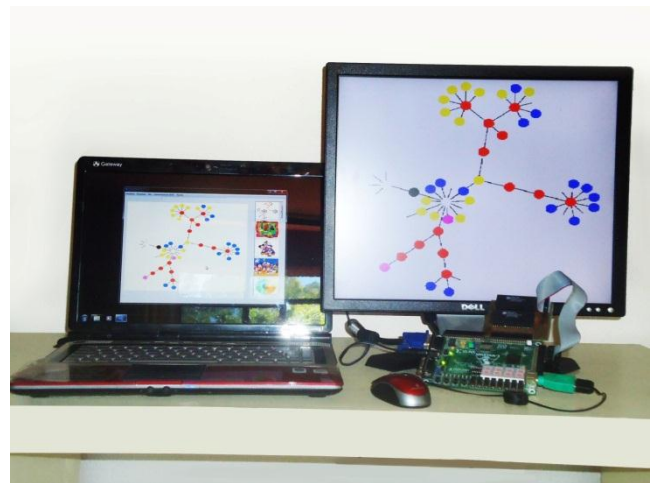


Fig. 16. Sistema de Visualización de Imágenes en funcionamiento con periféricos conectados.

La implementación del diseño emplea una proporción menor al 50 % de los recursos del FPGA 3S200FT256, en la tabla 2 se muestran los recursos que el sistema emplea del dispositivo.

Recurso	Cantidad Usada	Porcentaje
SLICEs	865 de 1920	45%
IOBs	93 de 173	53%
GCLKs	1 de 8	12%

Tabla 2. Recursos empleados por el sistema en un FPGA 3S200FT256.

En términos de almacenamiento de información, la implementación del sistema con memorias NVRAM DS1265W permite el almacenamiento de 32 imágenes y de 64 imágenes con la memoria DS1270W.

La transferencia máxima que se establece en la transmisión de datos, se limita por el puerto serie a 115,200 bps, ya que durante la fase de pruebas éste es el valor que permite la estabilidad de la aplicación y transferencia efectiva de la información en los diferentes equipos que se realizaron las pruebas de comunicación; adicionalmente de que este valor se establece como la máxima tasa de transferencia de la mayoría de puertos seriales incorporados en PCs comerciales. Obteniendo bajo esta configuración, la transferencia de una imagen completa en 12 segundos por los tiempos de retraso agregados en Software.

El sistema Software ofrece compatibilidad de operación con los sistemas Windows 95, 98, 2000, XP, 7 y 8; adicionalmente se realizaron pruebas con un adaptador de USB macho tipo "A" a serial (BD9) USB-RS232, para la transferencia de imágenes en PCs que únicamente contaban con puertos tipo USB; permitiendo la transferencia de las imágenes con un demora de 5 segundos durante el proceso de la transmisión en sistemas con Windows 7.

X. Conclusiones y trabajos futuros

Los resultados alcanzados conllevan a las siguientes conclusiones:

1. La versatilidad en los FPGAs permite la creación de sistemas complementados con interfaces basadas en programas de

computadora, en este caso, el sistema se completa con un software que permite la manipulación de imágenes y la comunicación con el puerto serial. El modelo incremental resulta conveniente para el desarrollo de aplicaciones de esta naturaleza, en donde el programa se va adecuando para ir cubriendo los diferentes requerimientos.

2. La organización modular del sistema permite la reutilización y/o adaptación de las descripciones de hardware diseñadas para el sistema de visualización de imágenes, para el desarrollo de otras aplicaciones sobre dispositivos reconfigurables.
3. El puerto VGA de la tarjeta Spartan-3 establece una limitante en la profundidad del color en las imágenes, al contar únicamente con 1 bit para cada uno de los colores.

Sin embargo, el análisis de los resultados permite el planteamiento de mejoras sobre el sistema implementado, perspectivas de trabajos, aplicaciones y desarrollos a futuro en diversas líneas de investigación, tales como:

1. Implementación de procesamiento de imágenes dentro del FPGA, que permita obtener características relevantes de las imágenes, para ser empleadas en otros procesos, o en sistemas de reconocimiento de patrones, formas o entornos.
2. Empleo del sistema de visualización de imágenes para pantallas informativas, donde se integre un módulo y controlador de interfaz de red Ethernet, permitiendo a un software central proveer información relevante mediante imágenes del clima, programación televisiva, recordatorios, estado del tráfico, etc.
3. La evaluación de técnicas que permitan la generación de un número mayor de colores, variando dinámicamente los colores básicos en un pixel.

XI. Referencias

- [1] Pérez, S., Soto, E. y Fernández, S.: Diseño de sistemas digitales con VHDL. THOMPSON, 2002.
- [2] Página de la tarjeta de Desarrollo Digilent Spartan-3. <http://www.digilentinc.com/> Junio, 2013.
- [3] Pardo, F. y Boluda, J.: VHDL, Lenguaje para síntesis y modelado de circuitos. Alfaomega, 3ª edición, 2000.
- [4] Integrated Silicon Solutions Inc., “Data sheet IS61LV25616AL”, December, 2011.
- [5] Digilent: User Guide Digilent Spartan-3 Starter Kit Board Board, Digilent, April, 2004.
- [6] Edwards, V., Courtney, M. y Yang, K.: “A FPGA Paint Brush Application”, Information Systems Education Journal, Vol. 7, No. 36, Abril, 2009.
- [7] Página de la VESA, Video Electronics Standards Association, <http://www.vesa.org>, Mayo, 2013.
- [8] Maleki, N., & Haghghi, B. Design of a simple and stand-alone RS-232c interface. Journal Of Chemical Education, 72(4), A78.1995.
- [9] Maxim Integrated: “Datasheet DS1265W”, November, 2010.
- [10] Maxim Integrated: “Datasheet DS1270W”, November, 2010.
- [11] Grout, Ian: Digital Systems Design with FPGAs and CPLDs. ELSEVIER, 2008.
- [12] Página descriptiva API Microsoft Windows, [http://msdn.microsoft.com/en-us/library/windows/desktop/aa363214\(v=vs.85\).aspx](http://msdn.microsoft.com/en-us/library/windows/desktop/aa363214(v=vs.85).aspx). Junio 2013.
- [13] Monteiro, A., & Jordan, T. R. Implementing communication between Windows PCs and test equipment using RS-232 and Borland C++ Builder. Behavior

Research Methods, Instruments, & Computers, 36(1), 107-112. 2004.

- [14] R. González and R. Woods, Digital Image Processing, 3rd. Edition. Prentice-Hall, 2008.

XII. Autores

M. C. Felipe Santiago Espinosa es Maestro en Ciencias con especialidad en Electrónica por parte del INAOE, incorporado al Instituto de Electrónica y Mecatrónica (IEM) de la Universidad Tecnológica de la Mixteca (UTM), en donde es Profesor-Investigador desde 1998.

M.T.I. Rolando Ruíz Carbajal es Maestro en Tecnologías de la Información por parte de la Universidad Anáhuac e Ingeniero en Electrónica por la UTM.

Interface Gráfico para Procesos Automatizados con PLC's

Miguel Magos Rivera, Ricardo Godínez Bravo, Braulio Isaac Hernández Cruz

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco. Depto. de Electrónica, San Pablo 180 Col. Reynosa. 02200 México D.F., mrm@correo.azc.uam.mx, rgb@correo.azc.uam.mx, hernandez_braulio@hotmail.es.

Resumen

En este artículo se presentan las etapas de construcción de un sistema electrónico que funciona como interface entre un operador y un Controlador Lógico Programables (PLC). El equipo permite visualizar gráficamente en una pantalla de 128 x 64 pixeles, el estado de un proceso a partir de condiciones que se presentan durante la ejecución del programa del controlador. La elaboración de las pantallas de monitoreo se realiza a partir de librerías de objetos (indicadores numéricos, analógicos, focos, etc.) previamente construidas, la animación de los distintos objetos que conforman una pantalla, se encuentra ligada a variables del PLC. Un ejemplo de operación basado en una lavadora de piezas industriales se presenta al final del artículo. El sistema está diseñado para ser empleado como parte de un tablero didáctico de apoyo a cursos sobre Controladores Lógicos Programables.

Palabras Clave: Equipo Didáctico, Controladores Lógicos Programables, Sistemas Digitales, Interfaces Hombre-Máquina.

I. Introducción

La industria en el mundo ha tenido que transformarse en las últimas décadas debido a los avances tecnológicos y a la presión de los mercados que, entre otras características, buscan mejores productos a menores precios. Lo anterior ha provocado ajustes en el perfil de los egresados de las universidades. En los últimos años las estructuras y contenidos de los programas de estudios en Instituciones de Educación Superior que imparten carreras relacionadas con ingeniería han buscado adecuarse a los cambios que la sociedad y la industria requieren. En relación al campo del control se han organizado diversos foros de discusión para discutir hacia dónde dirigir la docencia, podemos mencionar entre otros el *Symposiumon Advances in Control Education* organizado cada tres años por la International Federation of Automatic Control (IFAC) y el *Workshopon New Directions in Control Engineering Education* organizado en 1998 por la Control Systems Society del IEEE. Asimismo, la mayoría de las revistas

especializadas en esta área proponen constantemente números dedicados a la enseñanza del control en ingeniería [1, 2, 3].

La industria actual busca ingenieros que tengan la capacidad de comunicarse adecuadamente con otras personas a fin de trabajar en equipos multidisciplinarios; ingenieros que aplicando principios teóricos y de ingeniería, sean capaces de resolver problemas reales. El concepto tradicional de un alumno escuchando y aprendiendo lo que el profesor considera adecuado está siendo remplazado por un esquema en el cual se busca desarrollar la capacidad del estudiante para aprender por sí mismo. El objetivo es propiciar la autonomía y la capacidad de la persona a enfrentar en forma competente problemas reales que en muchos casos no están bien planteados por los solicitantes.

El estudio de los sistemas de control, a pesar de surgir de necesidades bien concretas, se fue inclinando con el tiempo hacia conceptos completamente abstractos, actualmente la tendencia es regresar a las bases. No se busca

eliminar la teoría matemática asociada al estudio de los sistemas de control, lo que se desea es que ésta pueda llevarse a un plano menos abstracto que el que normalmente se maneja en los cursos universitarios [4, 5, 6].

Los nuevos esquemas para la enseñanza del control consideran de gran importancia el enfrentar al estudiante a experiencias lo más cercanas a la realidad, esto implica que el trabajo experimental se vuelve una herramienta fundamental que sirve de apoyo a la comprensión de los conceptos teóricos estudiados en el salón de clases. Diversos estudios de psicología cognitiva demuestran que el camino más simple para que los estudiantes desarrollen capacidades y habilidades, es experimentando y reflexionando en los resultados obtenidos, que viendo y escuchando a alguien diciendo lo que se debe saber [7, 8].

El trabajo experimental en las instituciones educativas siempre ha estado confrontado a la problemática de equipar los laboratorios de ingeniería debido a los elevados costos de los equipos. Una de las estrategias que se ha planteado en el Departamento de Electrónica de la UAM-Azcapotzalco desde hace más de 10 años es el autoequipamiento. Esta opción, además de reducir drásticamente los costos, ha permitido acumular experiencia en el desarrollo de equipos dedicados a la experimentación. [9, 10, 11, 12, 13]

El Laboratorio de Control de la Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Azcapotzalco cuenta con tableros simuladores que se emplean como apoyo en cursos relacionados con Controladores Lógicos Programables (PLCs, por sus siglas en inglés)[10]. Estos equipos fueron construidos bajo un programa de autoequipamiento, con el objetivo de contar con un interfaz que, mediante interruptores e indicadores luminosos, permitiese la comunicación entre el usuario y el programa que se ejecuta en el controlador. Actualmente, a nivel industrial existen interfaces más versátiles tales como: pantallas alfanuméricas para desplegar

pequeños mensajes de texto y/o pantallas de computadora que mediante programas especializados permiten la comunicación entre los usuarios y el controlador en forma más simple [14].

Buscando modernizar los equipos didácticos del laboratorio se desarrolló un sistema basado en un microcontrolador que recibe en forma serial imágenes que corresponden a un proceso controlado por un PLC, las cuales son desplegadas en una pantalla LCD gráfica señalando y mostrando dinámicamente el estado de variables de interés durante la secuencia de control mediante imágenes.

En este artículo se describe el diseño y la construcción del interface mencionada, en la segunda sección del documento se describen las características principales del sistema. La tercera sección se presenta la información relacionada con el circuito electrónico desarrollado, explicando los bloques que lo componen así como la programación del microcontrolador. El artículo finaliza presentando los resultados obtenidos, las conclusiones y el trabajo a futuro.

II. Desarrollo

La aplicación desarrollada que se presenta en este artículo consiste en un sistema de interfaz gráfica de cristal líquido de 128x64 pixeles. Este sistema tiene la capacidad de guardar de forma permanente hasta 8 imágenes prediseñadas. El sistema puede mostrar el estado de hasta 6 variables para cada imagen. Cada variable es representada por un objeto que será seleccionado de la memoria del sistema dependiendo de comandos enviados desde el PLC.

Los objetos guardados en memoria se clasifican en analógicos y digitales. Entre los objetos analógicos se tienen barras de desplazamiento (horizontales y verticales), indicadores tipo displays y galvanómetros. Los objetos digitales son válvulas, pistones, lámparas y motores. También se cuenta con mensajes que le informan

- Enviar el estado del teclado hacia el módulo de control.
- Visualizar la información recibida por medio de una pantalla LCD gráfica de 128x64 pixeles.

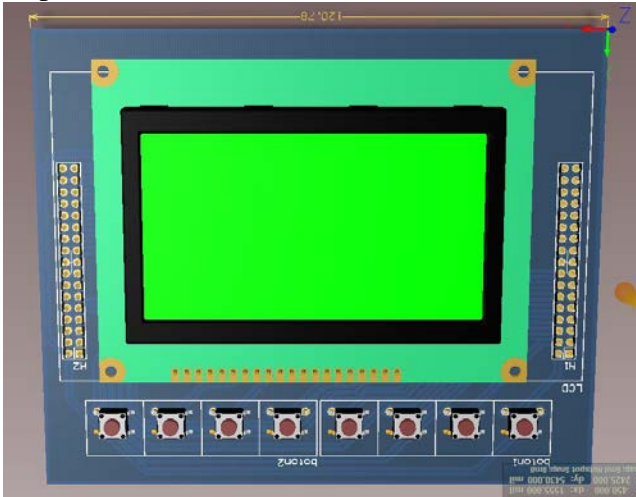


Fig. 3. Módulo de pantalla

Interfaz de Usuario. Con la finalidad de contar con la posibilidad de conectar al sistema de monitoreo en forma local con una computadora, se integró al sistema circuitería electrónica para convertir las señales de salida del microcontrolador a un estándar de comunicación USB, de esta forma el sistema electrónico puede configurar las imágenes directamente desde una computadora local vía su puerto USB mediante una interfaz de usuario diseñada para este fin (figura 4).

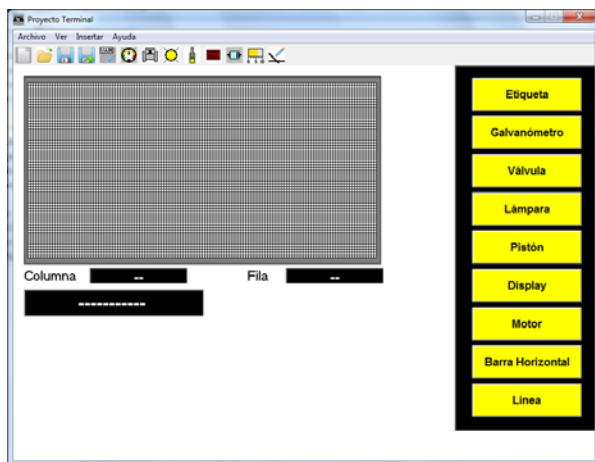


Fig. 4. Interfaz de usuario para el diseño de imágenes

El protocolo USB es implementado mediante el dispositivo FT232RL, el cual se encarga de acondicionar los niveles TTL del microcontrolador. Se puede resumir como un sistema de interconexión para transmisión y recepción de datos de diversos protocolos a USB. Su conexión es muy sencilla, a partir de las terminales serie (TXD y RXD) se puede interconectar dispositivos bajo los estándares TTL, RS232 y RS485 utilizando tan sólo dos circuitos integrados muy económicos y fáciles de obtener como son el MAX232 y el MAX485.

Programa del microcontrolador. Como se mencionó anteriormente, la función del sistema digital es mostrar la secuencia de operación de un proceso controlado por un PLC. Para lograr esto, se usó el microcontrolador AT89C52 de ATMEL el cual cuenta con una UART full dúplex para comunicarlo con una PC o un PLC y así pueda procesar la información que reciba de estos.

El programa está elaborado en lenguaje ensamblador. El programa desarrollado para el microcontrolador y que se encuentra residente en memoria FLASH, es el encargado de la secuencia de control de actividades. El mismo está estructurado de manera que prepara al sistema para su funcionamiento. Diversas rutinas se encargan de la decodificación de la información solicitada por el PLC, la selección del medio de transmisión: USB o RS-485 y del manejo de la pantalla gráfica.

El diagrama de flujo general del programa y de las rutinas de recepción y transmisión de información, se muestra en la figura 5.

Como puede observarse el sistema se encuentra en un ciclo infinito de lectura, despliegue y transmisión de información. Adicionalmente se muestran las secuencias de operaciones de los dos bloques más importantes del programa: procesamiento y recuperación de imágenes (figuras 6 y 7).

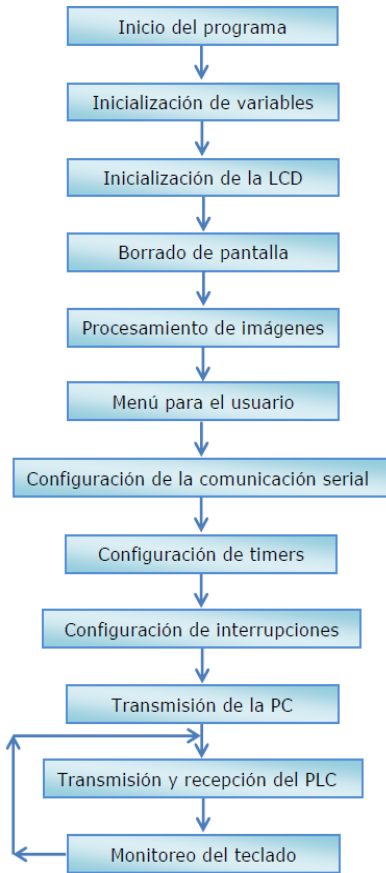


Fig. 5. Diagrama de flujo del programa principal y rutinas del microcontrolador.

El acceso al bloque de programa para el procesamiento de imágenes se realiza mediante el llamado a la subrutina *procesa_img_I2C*. La figura 6 muestra el diagrama de flujo asociado a la subrutina para el procesamiento de imágenes

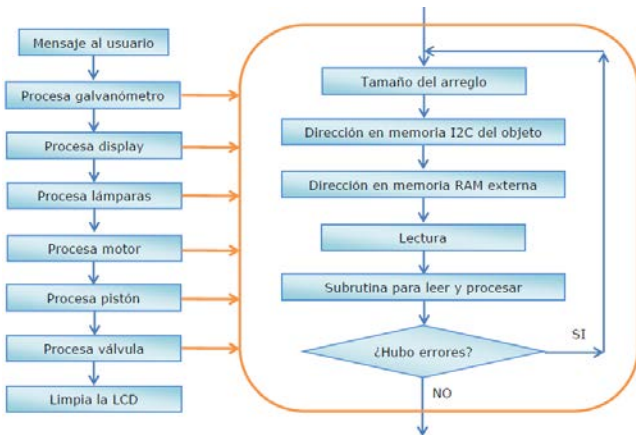


Fig. 6. Diagrama de flujo para el bloque de procesamiento de imágenes

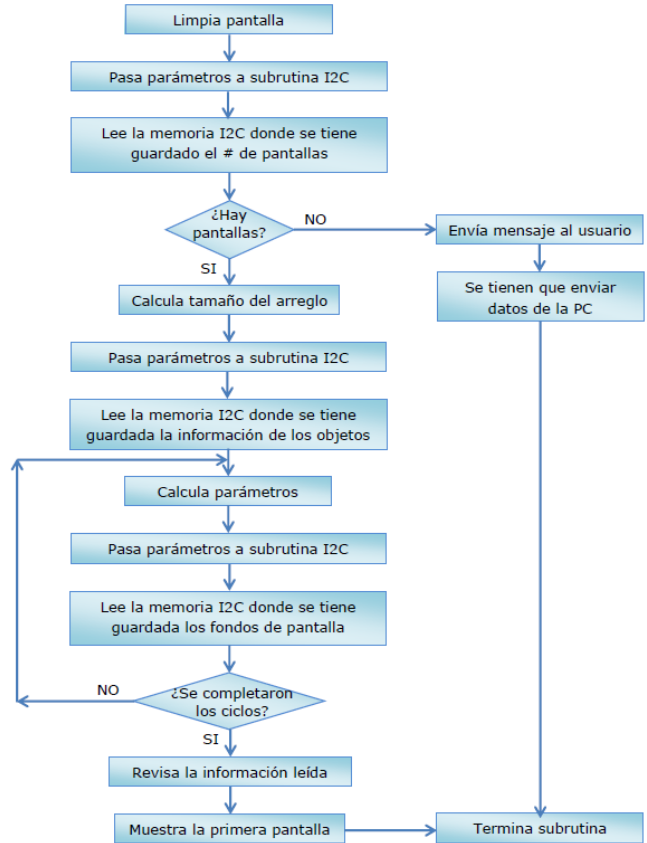


Fig. 7. Diagrama de flujo para el bloque de recuperación de imágenes

Las imágenes que se presentan en la figura 8, muestran algunas vistas del sistema construido.

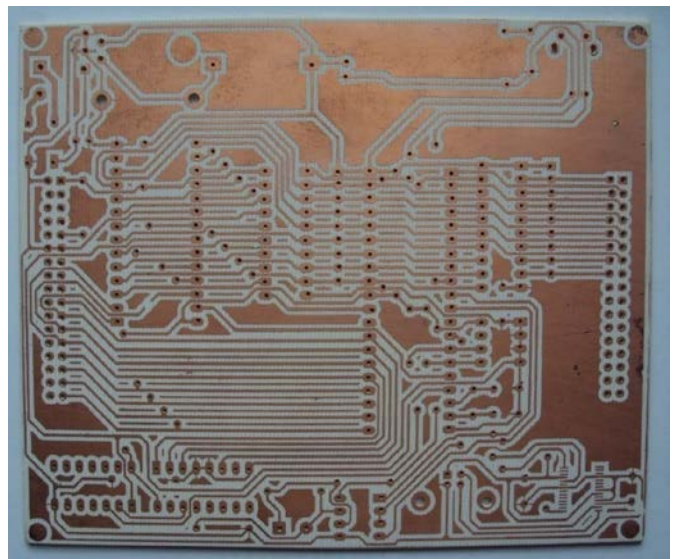


Fig. 8a. PCB del módulo de control



Fig. 8b. Módulo de control



Fig. 8c. Módulo de pantalla



Fig. 8d. Prototipo terminado del Sistema para Monitoreo Gráfico de Procesos Controlados por PLC'S.

IV. Resultados y Conclusiones

Una vez construido el sistema se realizaron pruebas simples de operación. Básicamente se

verificó el funcionamiento del equipo conectándolo a un PLC con una aplicación de lavado de piezas metálicas como se muestra en la figura 9. Se observó que la operación del sistema fue como se había esperado.

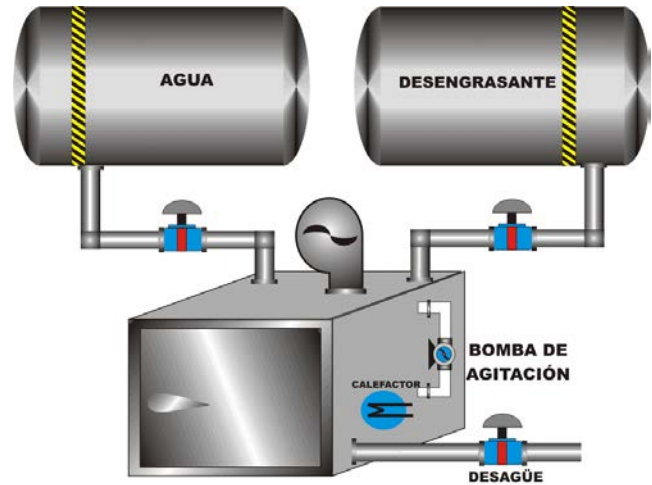


Fig. 9a. Diagrama de Lavadora de piezas metálicas automatizada en la aplicación para el sistema digital

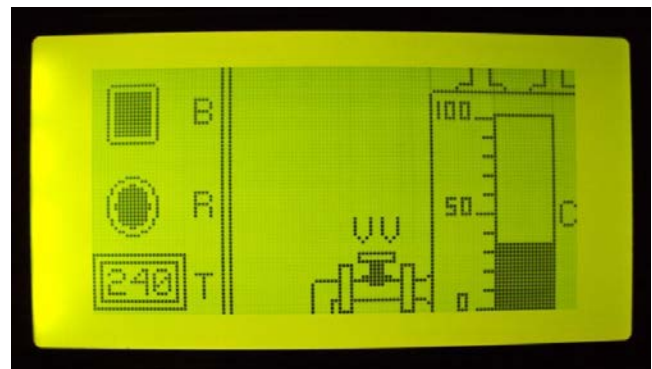


Fig. 9b. Imagen del proceso de Lavado de piezas metálicas

Se estableció una correcta comunicación entre el sistema digital y el software para el diseño de pantallas, de esta forma se comprueba el correcto funcionamiento del bloque convertidor USB a TTL. Por lo tanto, las subrutinas asociadas a esta etapa también funcionan correctamente.

Se logró una comunicación bidireccional entre el sistema digital y el PLC, de esta forma se comprueba el correcto funcionamiento del bloque de comunicación RS-485. Las subrutinas que procesan y muestran la información con el estado de las variables monitoreadas tienen un correcto funcionamiento.

El teclado del sistema envió caracteres ASCII al PLC, de esta manera se logró cambiar de pantalla, iniciar y detener el proceso de lavado. Con esta parte se comprueba el correcto funcionamiento del programa implementado en el PLC.

Una vez que se conoce el funcionamiento del sistema y que se han evaluado sus alcances, se contempla como trabajo a futuro el trabajo con una pantalla de mayor resolución y la conexión a una red de Controladores Lógicos Programables mediante comunicación Ethernet.

V. Referencias

- [1] IEEE Control Systems Magazine. Vol. 19 No. 5. Octubre 1999.
- [2] Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial. Vol. 7 No. 1. Enero 2010.
- [3] Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial. Vol. 2. No. 2. Abril 2005.
- [4] S. Dormido Bencomo, "Control Learning: Present and Future". Annual Reviews in Control. Vol. 28. No. 1. 2004. pp. 115-136.
- [5] D. Bernstein, "Enhancing Undergraduate Control Education". IEEE Control Systems. Vol. 19 No. 5. Octubre 1999.
- [6] P. Terenzini, A. Cabrera, C. Colbeck, J. Parente, S. Bjorklund, "Collaborative Learning vs. Lecture /Discussion: Students' Reported Learning Gains". Journal of Engineering Education. Vol. 90 No. 1. 2001. pp. 123-130.
- [7] D. Bernstein, "Control Experiments and What I Learned from them: A Personal Journey". American Control Conference. Jun 1997. Albuquerque, NM, USA.
- [8] N. Kheir, J. Astrom, D. Auslander, K. Cheok, G. Franklin, M. Mastem, M. Rabins, "Control Systems Engineering Education". Automatica. Vol. 32 No. 2. 1997. pp. 147-166.
- [9] M. Magos, F. Tavares, F. González, "Diseño y Construcción de un Módulo de Transferencia de Calor para Experimentación". Reunión de Verano IEEE México. Julio 2001.
- [10] R. Alcántara, J. Jaimes, M. Magos, G. Moreno, "Implementación de un Tablero Simulador para Prácticas Didácticas con Controladores Lógicos Programables". Reunión de Verano IEEE México. Julio 2000.
- [11] I. Siller, R. Alcántara, J. Jaimes, I. Ramírez, N. Najera, "An Educational Level Control System", WSEAS/IASME International Conference on Educational Technologies, Bucharest, Romania, October 16-17, 2006.
- [12] R. Alcántara, R. Barrales, "Integración de Labview a un prototipo didáctico para la enseñanza de la medición de parámetros propios de la industria de procesos", Reunión de Verano IEEE México. Julio 2006.
- [13] J. Rodríguez, L. Delgado, M. Magos, "Control de una Torre de Destilación por Computadora", VIII Conferencia Científica de Ingeniería y Arquitectura. Habana, Cuba diciembre 1994.
- [14] Visualizador de Textos TD 200, Manual de Usuario. Siemens. Enero 2001.
- [15] Sistemas de Automatización S7-200, Manual del Sistema. Siemens. Marzo 1999.
- [16] S. MacKenzie, C. Phan, Microcontroladores 8051. Editorial Pearson. Prentice Hall. 4ta edición.

Autores

Dr. Miguel Magos Rivera es Ingeniero en Electrónica por la Universidad Autónoma Metropolitana, Maestro y Doctor en Control Automático por la Universidad Claude Bernard de Lyon (Francia). Actualmente es profesor-investigador en la Universidad Autónoma Metropolitana unidad Azcapotzalco.

Ing. Ricardo Godínez Bravo es Ingeniero en Electrónica por la Universidad Autónoma Metropolitana. Actualmente cuenta con el 100% de créditos de la Maestría en Mecatrónica en el Instituto Tecnológico de Estudios Superiores de Ecatepec además de ser profesor-investigador en la Universidad Autónoma Metropolitana unidad Azcapotzalco.

Braulio Isaac Hernández Cruzes Ingeniero en Electrónica, en el área de Instrumentación, de la UAM Azcapotzalco.

Diseño y Construcción de una Máquina Expendedora de Mensajes SMS

Francisco Jesús López Zurita García, Felipe Santiago Espinosa, Carlos García Rodríguez

Instituto de Electrónica y Mecatrónica, Universidad Tecnológica de la Mixteca, Carretera a Acatlima Km. 2.5, Huajuapán de León, Oaxaca, 69000, México, 9211053095/9535320214, lozgef89@gmail.com, fsantiago@mixteco.utm.mx, sofosmaster@mixteco.utm.mx.

Resumen

En el presente documento se describe el desarrollo de un sistema para la transmisión de mensajes cortos de texto (SMS) a través de la red GSM como un servicio a usuarios de telefonía celular que no cuenten con el saldo requerido para el envío de un mensaje; además, el sistema sirve como una alarma haciendo uso de un detector de presencia, enviando un SMS a un número predefinido si ocurre una intrusión en el lugar en donde se ubique al sistema, en un horario no laborable. Dado que el sistema tiene componentes de hardware y software, se planteó su desarrollo haciendo uso de la metodología de sistemas empotrados. El sistema está basado en un microcontrolador ATmega16, el cual se comunica con el modem LBGSMModem31 mediante el estándar RS-232 y así de manera conjunta se lleva a cabo el envío de mensajes de texto a través de la red GSM, como detector de presencia se empleó un sensor SWAN1000, el cual incluye una detección por doble tecnología: infrarroja y microondas. El programa del microcontrolador se realizó empleando la herramienta AVR Studio, que es proporcionada libremente por ATMEL, y el compilador WinAVR distribuido por Sourceforge, que software con licencia GNU.

Palabras Clave: ATmega16, GSM, Mensajes cortos de texto, Sistemas empotrados.

I. Introducción

La telefonía celular revolucionó el mundo de las telecomunicaciones en 1982 cuando inició la segunda generación (2G) de tecnología móvil (tecnología digital); hoy en día GSM hace uso de las bandas de 900 MHz, 1800 MHz y 1900 MHz [1]. De acuerdo con las cifras del organismo regulador de las telecomunicaciones en México (COFETEL) al término del año 2012 se tenían más de 100 millones de teléfonos celulares en servicio [2].

El SMS revolucionó la telefonía móvil y actualmente es uno de los servicios más utilizados, ya que tiene bastantes ventajas sobre las llamadas telefónicas vía celular, dentro de las que destacan: menor costo, uso discreto, fácil manejo y respuestas rápidas [3].

Debe considerarse que a partir del surgimiento de los *smartphones*, los cuales cuentan con más aplicaciones y recursos, los usuarios cuentan con

nuevas maneras de comunicación, como las aplicaciones *WhatsApp*, *Voxer*, entre otras, las cuales permiten el envío y recepción de mensajes haciendo uso de una conexión a internet, ya sea proveniente de una red *wi-fi* o la que proporcionan las compañías celulares, cabe mencionar que también hay portales como el de ideas web SMS, desde donde es posible el envío de mensajes, siempre y cuando el destinatario tenga contratado el servicio, mientras que desde el sitio *Jaguaryou* se pueden enviar mensajes de manera gratuita cuando el portal no está saturado.

A pesar de la introducción de los *smartphones*, con alternativas para la comunicación mediante mensajes de texto, el uso del SMS sigue siendo muy frecuente, ya que estos nuevos teléfonos tienen un costo alto y por lo tanto hay pocos usuarios con dispositivos de estas características, para muchos el acceso a internet no está bajo políticas de prepago y el servicio es caro, además de que la gama de aplicaciones para personas que

no son de la era del celular es poco conocido [4,5].

Teniendo en cuenta la gran aceptación que tiene el servicio SMS y aunado a las dificultades que se presentan con las opciones de comunicación que ofrecen los *smartphones*, se desarrolló un sistema que permite el envío de mensajes de texto a través de la red GSM de una manera diferente a la que los usuarios conocen y permite el desarrollo de sistemas similares para diversas aplicaciones.

II. Planteamiento del problema

La popularidad en el servicio SMS ha permitido que diferentes sectores de la población lleven a cabo una interacción con las personas que conviven o trabajan, compartiendo ideas, realizando negocios, etc., sin embargo, puede llegar un momento en el cual el usuario requiera comunicarse mediante este servicio y no cuente con saldo para llevar a cabo la operación, por lo que las posibilidades que se muestran ante él son: llamar por teléfono, comprar saldo (en cualquiera de las presentaciones) o pedir un dispositivo prestado; en ocasiones no se cuenta con el dinero suficiente para llevar a cabo una de las dos primeras opciones, ni la suerte para que ocurra la tercera.

Es en estos casos cuando puede resultar altamente útil el contar con una alternativa para enviar un mensaje a muy bajo costo. Además, aprovechando la infraestructura empleada, la máquina expendedora de SMS también puede apoyar en forma pasiva a proteger el local en donde esté ubicada, al enviar un mensaje a un número preestablecido cuando detecte una intrusión inesperada.

El sistema se fundamenta en cuatro elementos que deben interactuar para generar una solución integral, como se observa en la figura 1. El primer elemento corresponde al usuario que requiere enviar un mensaje, quien tiene que realizar una tarea similar a la que hace con el móvil; el segundo es el elemento principal, basado en el microcontrolador ATmega16, encargado de recibir la información del usuario e

interpretarla para el módem GSM; el tercer elemento es el módem, el cual se encargará de llevar el mensaje a la red GSM; y finalmente, el cuarto elemento es un sensor pasivo infrarrojo, con el que el sistema también puede funcionar como una alarma, la cual será habilitada por el usuario.

Para lograr esa interacción, el usuario escribe un mensaje en la memoria del MCU con el apoyo de un teclado de 4x3 y un LCD, el MCU se comunica con el módem GSM utilizando las órdenes (commands) AT en conjunto con la USART y la transmisión del mensaje escrito en la red GSM es la tarea del módem.

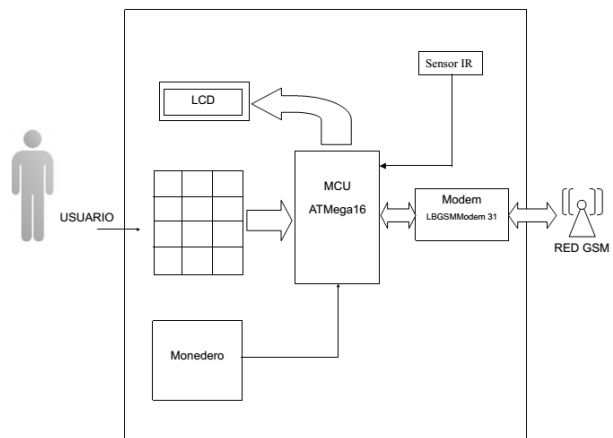


Fig. 1. Diagrama a bloques del sistema propuesto.

III. Desarrollo

Como el sistema integra elementos de software y hardware, el desarrollo de este trabajo se basó en la metodología de sistemas empotrados, la cual se muestra en la figura 2 [6].

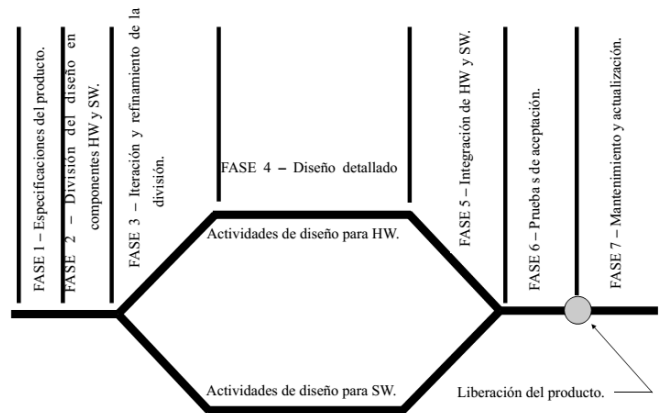


Fig. 2. Ciclo de diseño para sistemas empotrados.

El proceso de diseño de sistemas empotrados no es tan simple como se observa en la figura 2, ya que intrínsecamente incluye un proceso de iteración y optimización en cada una de las fases y entre ellas.

En las siguientes secciones se ilustra la forma en que se aplicó el ciclo de diseño para la construcción de la máquina expendedora de mensajes SMS, detallando lo que se realizó en cada una de las etapas.

IV. Especificaciones

Las especificaciones para el sistema, con las que se busca satisfacer las necesidades del usuario final y las del propietario, son las siguientes:

- El sistema tendrá una interfaz que le permita interactuar con el usuario, esta interfaz debe permitir el pago por el servicio mediante un receptor de monedas electrónico; para la comunicación entre máquina-usuario se plantea el uso de un teclado matricial de 4×3 para introducir el número telefónico y el mensaje, mientras que el usuario podrá visualizar lo introducido mediante un display LCD de 20×4 y por último, el sistema debe incluir un botón para realizar el envío del mensaje.
- El sistema tendrá un gabinete en el cual se dispondrán los elementos antes mencionados y el hardware, así como también el espacio necesario para que se dispongan letreros con información importante del sistema: un breve instructivo para el uso del equipo y costo del servicio.
- El sistema tendrá un modo de configuración, en el cual se definirán los parámetros de costo por mensaje y el número de celular al cual se va a informar cuando se encuentre en el modo de alarma y haya ocurrido una intrusión.
- El sistema no debe permitir el traspaso de tiempo aire, ya que esto se reflejará como pérdida para el propietario.
- El sistema realizará el cobro a través de un solo tipo de moneda, por lo cual no dará cambio y el usuario deberá realizar el pago exacto por envío de mensaje.

V. Partición Hardware/Software

A partir de las especificaciones, con las que se pretende obtener como resultado final un sistema robusto y amigable con el usuario, la división de software y hardware se muestra en la tabla 1.

Con respecto a las tareas del software, cabe destacar que fue necesario realizar funciones y utilizar bibliotecas que faciliten el manejo de la información (adquisición y presentación) así como la configuración correspondiente de los recursos del microcontrolador; mientras que para las tareas del hardware se tuvieron que considerar los voltajes de alimentación de los diferentes elementos, además de la fabricación de los circuitos impresos y un gabinete para la disposición final de los componentes del sistema.

Tarea	Software	Hardware
Controladores	X	
Modos de operación	X	
Comunicación con el modem GSM	X	
Interfaz usuario		X
Componentes		X

Tabla 1. División del diseño en HW/SW.

VI. Desarrollo del software

Las señales correspondientes a los elementos como el receptor de monedas electrónico, botón de envío y el sensor fueron asignados a interrupciones externas, las cuales se configuran a través de los registros correspondientes del microcontrolador.

Se desarrolló una biblioteca para el manejo del LCD en una configuración de 4 bits, las funciones de dicho archivo permiten realizar tareas como la inicialización del display, escritura de comandos, caracteres y frases, así como una función que permite la ubicación del cursor en cualquier posición y de esta manera facilita su manejo en el proyecto. Para el programa principal se contempla una función que muestre la cuenta de los caracteres escritos por mensaje.

También se desarrolló la función para el sondeo del teclado, el cual tiene 4 renglones (salidas del

MCU) y 3 columnas (entradas al MCU). Para esta función se considera que mientras no haya tecla presionada, las entradas reflejan un nivel lógico alto debido a unos resistores de pull-up.

Para detectar una tecla presionada es necesario el sondeo en cada uno de los renglones, el proceso consiste en colocar un nivel lógico bajo en un renglón a la vez y revisar, en caso de que una de las teclas sea presionada, en las entradas se tendrá un valor diferente a 0b111.

El proceso de sondeo debe llevarse a cabo de manera secuencial, ya que el valor de la tecla está dado por una relación entre la columna y el renglón revisado del arreglo matricial, por lo que el valor de la tecla está dado por: $tecla = 3 \times Renglón + Columna$.

Los valores de sondeo son: 0b0111, 0b1011, 0b1101 y 0b1110; los cuales se encargan de verificar el renglón 0, 1, 2 y 3 respectivamente, en la figura 3 se ilustra el proceso.

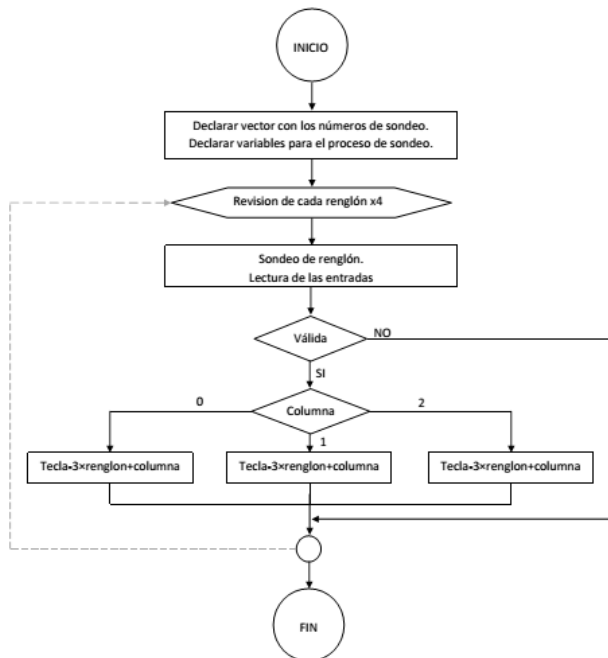


Fig. 3. Diagrama de flujo para el sondeo de un teclado de 4x3.

VII. Integración

Microcontrolador - Modem GSM

El modem GSM utilizado en este proyecto se comunica mediante el estándar RS-232 y

físicamente cuenta con un conector BD9 hembra. Se configuró la USART del microcontrolador para que trabaje a una velocidad de transmisión de 9600bps en modo asíncrono y a doble velocidad, mientras que la trama constará de 8 bits de datos, 1 bit paro y sin bit de paridad.

Físicamente la comunicación entre estos dispositivos se lleva a cabo con la ayuda del circuito integrado MAX232.

Microcontrolador - Receptor de monedas

El receptor de monedas electrónico tiene una interfaz de configuración en la cual se determinan las características del pulso que se genera cuando una moneda es aceptada. Los valores de la señal generada por el dispositivo son: un voltaje máximo de 10 volts con una duración de 100 ms.

Para que el microcontrolador reciba la confirmación del receptor de monedas, se utilizó un diodo zener de 4.7 Volts para limitar el voltaje del pulso obteniendo; para evitar que el receptor de monedas genere interrupciones durante la escritura del mensaje, este dispositivo es desconectado momentáneamente mediante el microcontrolador y un transistor NPN trabajando como interruptor.

Microcontrolador - LCD

El display se configuró con una interfaz de 4 bits, por lo que físicamente utiliza siete terminales del microcontrolador.

La biblioteca creada para el manejo del display facilitó el proceso de programación al solo hacer llamadas a las funciones que se han programado para el LCD de 20x4, la biblioteca está comprendida por las siguientes funciones: Escritura de comandos, caracteres y cadenas, inicialización de display, limpieza de la pantalla y posicionamiento del cursor en el display.

Microcontrolador - Teclado matricial

Partiendo de la función programada para el sondeo del teclado matricial y que permite saber cuál de las teclas ha sido presionada, en la figura 4 se muestran los valores que se les asigna a cada una de las teclas.

En el caso de que ninguna de las teclas fuese presionada durante el proceso de sondeo, el valor que regresa la función es de 0xFF.

Los valores mostrados en la figura 4 no coinciden con los valores de un teclado al que el usuario está acostumbrado, por lo que fue necesario realizar dos funciones con las cuales se determinan las acciones a seguir según la tecla presionada; la primera se utiliza al momento de introducir el número telefónico y la segunda es empleada durante la escritura del mensaje, en la figura 5 se muestran las acciones que realizan las teclas según las funciones propuestas.

0	1	2
3	4	5
6	7	8
9	A	B

Fig. 4. Valores asignados a las teclas.

1	2	3
4	5	6
7	8	9
↵	0	←

a	1	d	2	g	3
b		e		h	
c		f		i	
j	4	m	5	o	6
k		n		p	
l		ñ		q	
r	7	u	8	x	9
s		v		y	
t		w		z	
., ?		0		←	

Fig. 5. Valores asignados a las teclas.

Para el caso del teclado alfanumérico en el que hay teclas con al menos dos acciones, cada una de ellas se visualizará dependiendo del número de veces que sea presionada la misma tecla.

Microcontrolador - Sensor de presencia

El sensor que se utiliza tiene una salida de relevador normalmente cerrada, por lo que en el microcontrolador la interrupción externa debe ser configurada para detectar eventos por flanco de subida y se habilita al resistor de *pull-up* interno.

Además de las integraciones mencionadas, el sistema cuenta con 3 LEDs indicadores, en la figura 6 se pueden observar los posibles estados del sistema.

Integración de los elementos del sistema en el gabinete

Para la construcción del gabinete se utilizó madera MDF (Medium Density Fibreboard), ya que proporcionó algunas ventajas para el desarrollo del proyecto: Bajo costo, facilidad para la manufactura, fácil ensamblaje de las piezas y bajo peso para el gabinete final.

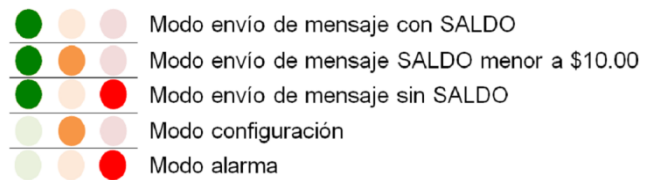


Fig. 6. Posibles estados del sistema.

La disposición de los elementos del sistema se realizó de la siguiente manera:

En la parte frontal del gabinete se colocó el sensor SWAN1000 y el receptor de monedas, para que de esta manera estos elementos no roben atención en el panel donde se colocarán los elementos del display, teclado, botón y leds.

Dado que el receptor de monedas se ha colocado en la parte frontal, es necesario hacer la división interna del gabinete, para que de esta manera se separe el espacio que contendrá las monedas del que se destinará para albergar los módulos del microcontrolador y el módem; por la misma razón, del lado derecho se ubicará al receptor de monedas y una puerta que permita el acceso a las monedas sin necesidad de abrir el gabinete completo.

En la tapa del gabinete se ubicó al LCD de 20x4, el teclado matricial de 4x3 botones, botón de envío y el panel de LEDs indicadores.

Los elementos como el botón de reset y el potenciómetro para ajustar el contraste del display se ubicaron al interior del gabinete.

La disposición de los elementos se muestra en la figura 7.

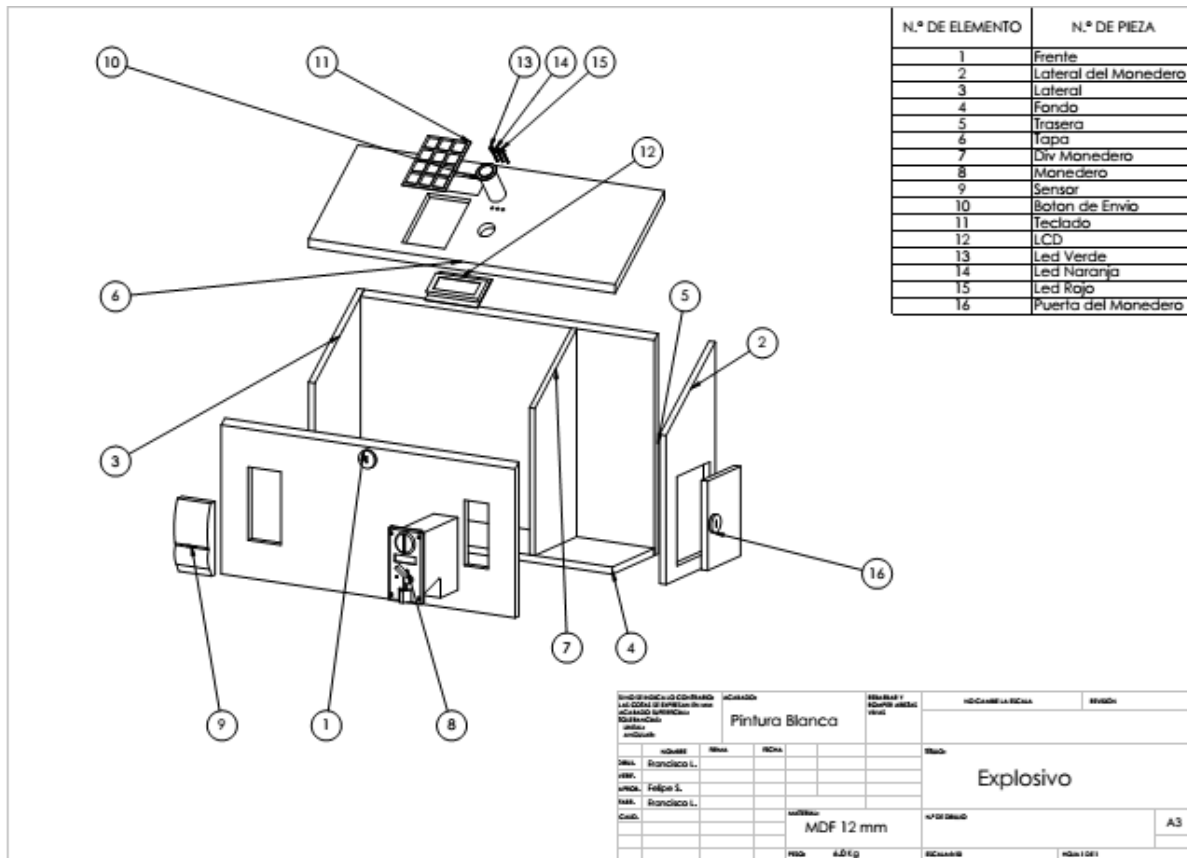


Fig. 7. Disposición final de los elementos del sistema en el gabinete.

VIII. Modos de operación

Como se mencionó con anterioridad, el sistema opera bajo tres modos diferentes: Modo envío de SMS, Alarma y Configuración; a continuación se describen cada uno de ellos.

Modo Configuración

Este modo es el que permite al propietario definir algunos parámetros que sirven como referencia para los otros dos modos de operación.

Para acceder a este modo desde la pantalla de inicio el usuario debe ingresar una clave de cuatro dígitos, la cual al corroborarse se muestra un panel de opciones:

1. Cambio de clave.
2. Modo de operación.
3. Número para envío de alertas.
4. Costo de mensajes.
5. Calculo de crédito.
6. Repetir menú.
7. Salir del modo de configuración.

Modo de envío de SMS

Después de realizar el cobro correspondiente del servicio, el usuario debe ingresar el número de celular destinatario, el cual debe contar con 10 dígitos, para después escribir un mensaje de hasta 120 caracteres.

Modo alarma

Cuando el sistema se encuentra en el modo de alarma, permitirá avisar al propietario que ha ocurrido una intrusión a través de un mensaje previamente grabado al número configurado en la opción 3 del menú.

IX. Pruebas

En la figura 8 se muestran las pantallas del proceso realizado para el envío de un mensaje con el sistema implementado, así como el panel de LEDs, en donde se observa encendido al indicador en color verde.

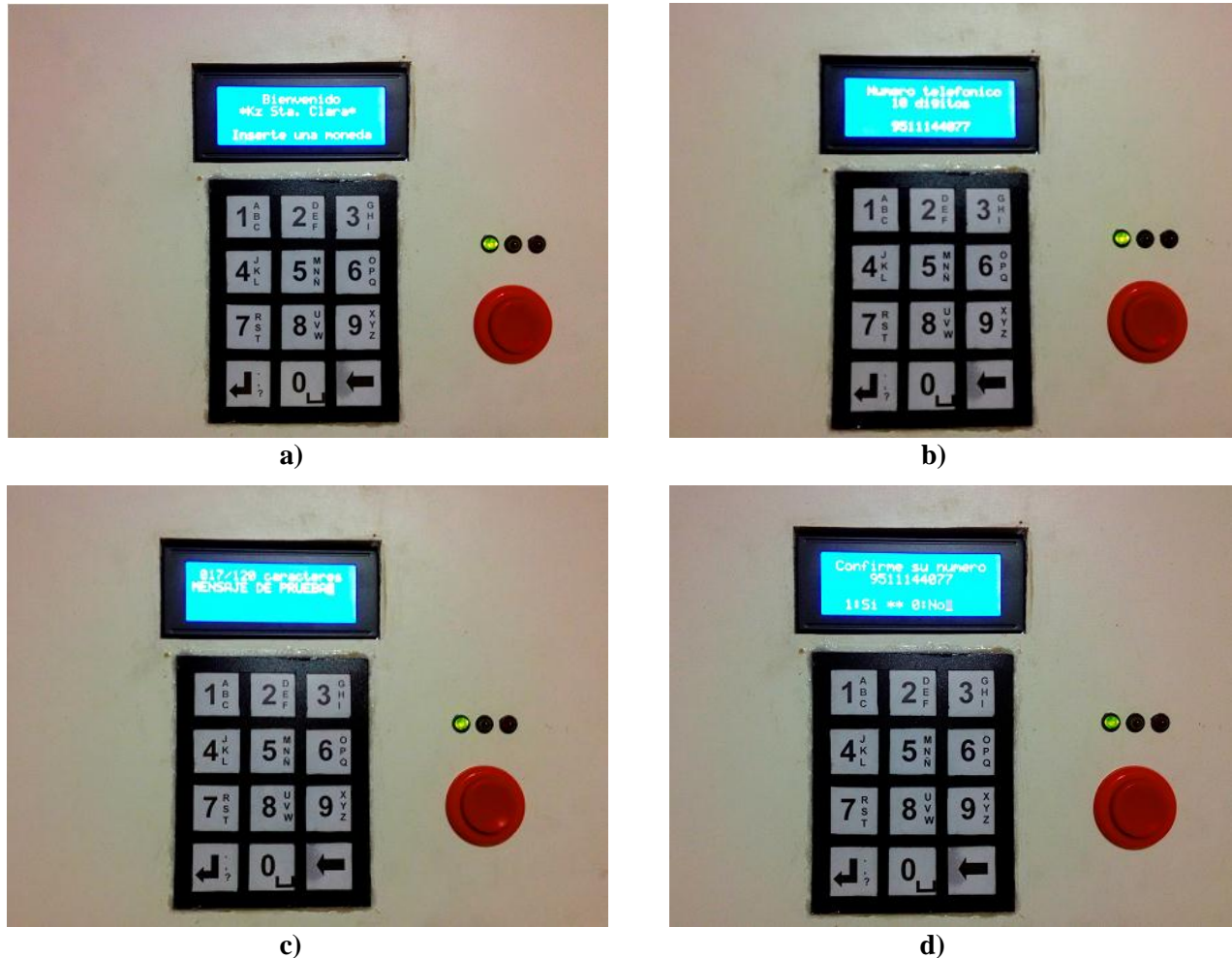


Fig. 8. a) Pantalla principal, b) Introducción de número, c) Pantalla de escritura, d) Pantalla de Confirmación.

El software del sistema asegura que se hayan introducido 10 dígitos para el número del destinatario, evitando números más cortos que correspondan a otros servicios de la telefonía celular. Se hace una confirmación del número antes del envío del mensaje, para garantizar que es el definido por el usuario.

En la figura 9 se observa que el mensaje es enviado de manera exitosa, además se puede apreciar que después del mensaje escrito por el usuario se anexa la leyenda “#No contestar, SMS enviado desde cabina#”.



Fig. 9. Mensaje recibido en modo envío SMS.

En la figura 10 se muestra el mensaje recibido cuando ocurre una intrusión y el sistema opera en el modo alarma.



Fig. 10. Mensaje recibido en modo alarma.

En el lazo principal, después de inicializar variables y recursos, el sistema detecta si se realizó el pago para el envío de un mensaje o si se presionó una tecla para dar paso a la configuración.

El modo alarma queda determinado como un resultado de la configuración del sistema, la alarma es manejada por una interrupción debido a que la intrusión podrá ocurrir en cualquier momento. Al detectar una intrusión, se cuenta con un espacio de 20 segundos para cambiar la configuración y evitar el envío de la alerta, considerando que fue el propietario quien ingresó al local en donde se ubicó al sistema.

En la figura 11 se muestra el comportamiento del sistema en un diagrama de flujo. En donde puede notarse cómo es que el sistema pasa a través de los diferentes modos de operación.

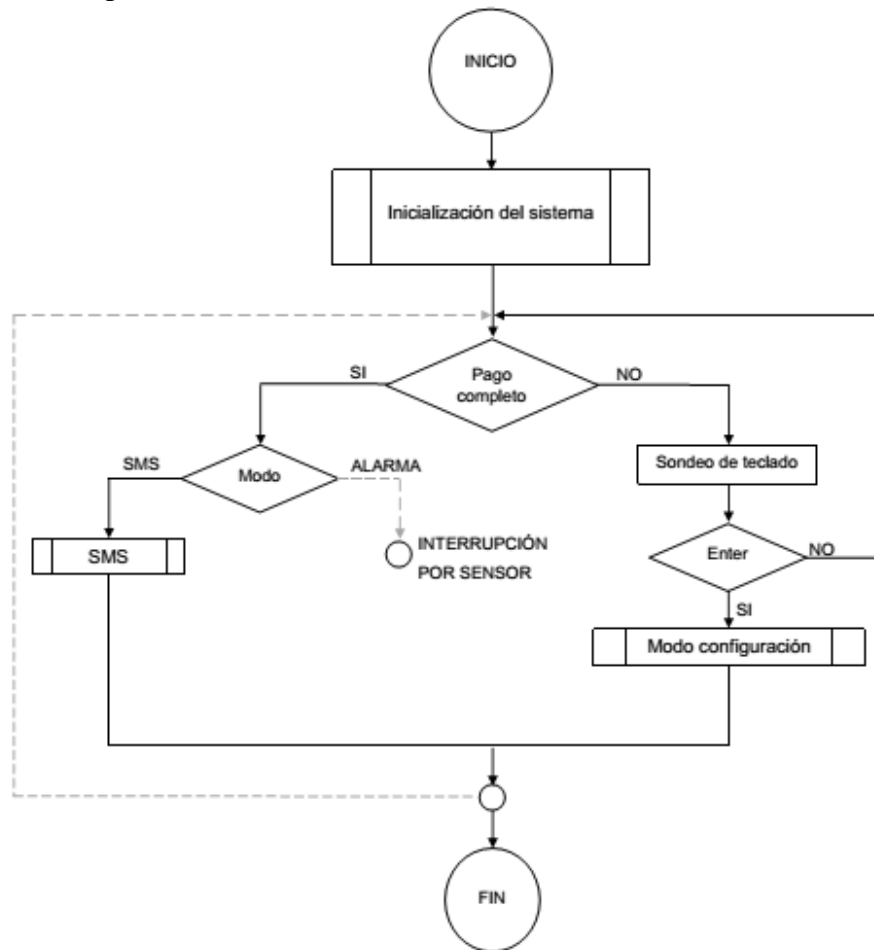


Fig. 11. Diagrama de flujo del comportamiento del sistema.

X. Resultados

Al momento de realizar la compilación del proyecto en AVR Studio, la herramienta arroja un resumen del espacio utilizado en cada una de las memorias del dispositivo, en la tabla 2 se muestra el espacio utilizado.

ATMega 16	
Programa	7166 bytes (43.7%)
Datos	949 bytes (92.7%)
EEPROM	16 bytes (3.1%)

Tabla 2. Porcentajes en el uso de las memorias.

El uso de los recursos del microcontrolador se muestra en la tabla 3.

Recurso	Uso en la solución
Puerto A	Teclado matricial 4×3
Puerto B	Display de 20×4
Puerto C	Indicadores y control de monedero
Timer 1	Tiempo para teclas
Timer 2	Tiempos de alarma
INT 0	Receptor de monedas electrónico
INT 1	Botón de envío
INT 2	Sensor de presencia
USART	Comunicación con el módem
EEPROM	Clave, costo, número a alertar.

Tabla 3. Uso de los recursos del microcontrolador.

En la figura 12 muestra una fotografía del sistema ya implementado.



Fig. 12. Gabinete del sistema.

XI. Conclusiones

Al término de este trabajo y dados los resultados obtenidos en la evaluación del sistema propuesto, se tienen las siguientes conclusiones:

- Se logró llevar a cabo la implementación de un sistema para la transmisión de mensajes cortos de texto a través de la red GSM, dando así una alternativa más a los usuarios de telefonía de celular que se encuentran en la necesidad de enviar un mensaje y no cuentan con el saldo suficiente para realizar el envío o con el mínimo para una recarga.
- Las especificaciones de diseño del sistema fueron cubiertas con los recursos que otorga el microcontrolador ATMega16, además de integrar exitosamente los periféricos que conforman el sistema.
- El sistema implementado tiene como elemento central al microcontrolador ATMega16 y, dados los recursos con los que éste cuenta, se pueden llevar a cabo otro tipo de aplicaciones en conjunto con el módem LBGSMModem31 para poder notificar al usuario o recibir instrucciones.
- La metodología de sistemas empotrados es adecuada para el proceso de diseño de sistemas en los que se debe elegir el Hardware, necesario para lograr la solución, y desarrollar el Software, para obtener una interfaz mediante la cual el usuario pueda interactuar con el sistema.

Trabajos futuros

Como trabajos futuros se tienen dos vertientes importantes, la primera es sobre el mismo sistema, en la cual se pueden trabajar sobre mejoras al equipo, mientras que la segunda se enfoca a sistemas que se pueden implementar teniendo como elementos centrales el microcontrolador ATMega16 y al módem LBGSMModem31.

Mejoras del sistema

Las posibles mejoras al sistema son:

- Implementar un teclado más grande.
- Implementar una pantalla más grande.

Al agregar más teclas, el sistema podrá ofrecer más funciones al momento de escribir el mensaje, algunas de las funciones extras que se obtendrán son: Intercambio de mayúsculas a minúsculas, más símbolos, uso de los emoticones e introducción de otro tipo de información; y de esta manera mejorar la experiencia de los usuarios al momento de escribir el mensaje.

Con una pantalla más grande se puede desplegar mayor información y de esta manera el usuario podrá visualizar la mayor parte de su mensaje en una sola pantalla.

Al llevar a cabo estas modificaciones será importante revisar la selección del MCU, ya que como se puede observar en la tabla 2, la memoria de datos se encuentra utilizada casi a su máxima capacidad.

Aplicaciones diferentes con los elementos del sistema

Dado que el sistema desarrollado logró establecer comunicación entre el MCU y el módem, se pueden desarrollar sistemas que tengan como elementos centrales dichos componentes.

Algunos sistemas que se pueden realizar son:

- Sistema capaz de realizar acciones de la vida ordinaria, pero que pueda ser comandado en forma remota, como la alimentación de mascotas, riego de plantas, encendido de luz en patios, apertura de puertas, etc. Conservando la función de dar aviso de posibles intrusiones o notificar cuando alguien llega a alguna casa.
- Sistema para solicitar taxis, enviando nombre y dirección a la cual se desea el servicio, y recibir la confirmación del servicio.
- Sistema de alarma para locales o negocios que avise sobre posibles intrusiones por medio de mensajes o llamadas.
-

XII. Referencias

[1] L. Harte and D. Bowlar. “Introduction to mobile telephone systems; 1G, 2G, 2.5G and 3G Wireless Technologies and Services”. ALTHOS, Inc. 2003. 52 Páginas.

[2] Comision Federal de Telecomunicacions. [http://siemt.cft.gob.mx/SIEM/home.php?seccion=buscar&keywords=celular#!prettyPhoto\[iframes\]/3/](http://siemt.cft.gob.mx/SIEM/home.php?seccion=buscar&keywords=celular#!prettyPhoto[iframes]/3/). Fecha de consulta: Junio 2013.

[3] L. Rich. “The mobile conection: The cell phone’s impacto on society”. Elsevier. 2004. 244 Páginas.

[4] CNN México, 2011. L. Peralta. “Los ‘smartphones’, la nueva ventana del comercio en línea”. <http://www.mexico.cnn.com/tecnologia/2011/11/29/los-smartphones-la-nueva-ventana-del-comercio-en-linea>. Fecha de consulta: Junio 2013.

[5] Notimex, 2011. “Smartphones incrementan uso de internet en México”. <http://www.eleconomista.com.mx/tecnocien/cia/2011/11/07/smartphones-incrementan-uso-internet-movil-mexico>. Fecha de consulta: Junio 2013.

[6] A. S. Berger. “Embedded System Desing: An introduction to precesses, tolos and Techniques”, CMP Book, 2007. 430 Páginas.

XIII. Autores

Ing. Francisco Jesús López Zurita García es Ingeniero en Mecatrónica por la Universidad Tecnológica de la Mixteca.

M. C. Felipe Santiago Espinosa es Maestro en Ciencias con especialidad en Electrónica por parte del INAOE, incorporado al IEM de la Universidad Tecnológica de la Mixteca, en donde es profesor-investigador desde 1998. En el año de 2012 publicó su libro titulado “Los Microcontroladores AVR de ATMEL”.

Dr. Carlos García Rodríguez es Doctor en Ciencias con la Especialidad de Ingeniería Eléctrica, incorporado al IEM de la UTM, en donde es profesor-investigador desde el 2010.

