



**Universidad Autónoma Metropolitana
Unidad Azcapotzalco
Departamento de Electrónica**

3 al 5 de Octubre de 2007

**Se extiende una cordial invitación a ingenieros,
académicos, empresarios y estudiantes a presentar**

PONENCIAS

**con el propósito de difundir los
avances en las diversas áreas
de la Ingeniería Electrónica.**

**Durante la Semana se llevarán
a cabo las siguientes actividades:**

Conferencias Magistrales

Presentación de Ponencias

Exposición Industrial

<http://zeus.azc.uam.mx/senie>

**Semana Nacional de
Ingeniería Electrónica**

UNIVERSIDAD
AUTONOMA
METROPOLITANA

Casa abierta al tiempo

Azcapotzalco

III Semana Nacional de Ingeniería Electrónica

Miércoles 3 de Octubre

Horario	Sala F 001	Sala B 006
9:00 – 10:00	Inscripción	
10:00 – 11:00	Inauguración	
11:00 – 11:10	Receso	
11:10 – 12:00	Conferencia Plenaria No.1 Computadoras que Escriben Cuentos, Componen Música y Cuentan Chistes. Dr. Rafael Pérez y Pérez Universidad Autónoma Metropolitana-Cuajimalpa	
12:00 – 12:10	Receso	
12:10 – 12:30	Control en Tiempo Real de Procesos Dinámicos Rápidos Ricardo Garibay Jiménez Dpto. de Ingeniería de Control FI UNAM	Detección de Piel Mediante Análisis de Color en Secuencias de Imágenes Adquiridas por una Webcam Luis Humberto Sánchez Medel Instituto Tecnológico de Orizaba
12:30 – 12:50	Codificador de Pulsos Para el Registro del Consumo de Energía Eléctrica y Demanda Máxima con el Protocolo MODBUS Fermín Hugo Ramírez Leyva Universidad Tecnológica de la Mixteca	Sistema Biométrico para el Reconocimiento de Huellas Dactilares Basado en la Función POC Víctor Manuel Cordero Alfaro Universidad Autónoma de San Luis Potosí
12:50 – 13:10	Ingeniería de Control en el Proceso de Producción de Etanol a partir de la Caña de Azúcar Adriana Aguilera González Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico	Reconocimiento de Voz con Redes Neuronales, Modelos Ocultos de Markov y DTW Carlos Alejandro de Luna Ortega Universidad Politécnica de Aguascalientes
13:10 – 13:20	Receso	
13:20 – 14:00	Conferencia Técnica No.1 Robots Didácticos Ing. Alfredo Torres Noriega Mecatronix	
14:00 – 15:00	Receso	
15:00 – 15:40	Conferencia Técnica No.2 Seguridad en Maquinaria Ing. Daniel Buendía Medrano Pilz de México	
15:40 – 16:20	Conferencia Técnica No.3 Transmisión Inalámbrica de Señales de Control Ing. Sagid Armando Nolasco Phoenix Contact México	
16:20 – 16:30	Receso	
16:30 – 16:50	Fabricación y Caracterización de Resonadores Acústicos Volumétricos en Base a ZnO Gerardo Francisco Pérez Sánchez Departamento de Ingeniería Eléctrica, CINVESTAV del IPN	Caracterización de un Lector Láser para Aplicación de Autoenfoco en Microscopia Miguel Bravo Zanoguera. Universidad Autónoma de Baja California
16:50 – 17:10	Generación y Distribución Simultánea de Señal de Reloj para Sistemas Síncronos Integrados. Mónico Linares Aranda Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica	Arreglo Bidimensional de Micrófonos para la Localización de Fuentes de Sonido Basados en la Holografía Acústica de Campo Cercano. Cesar Amaro Hernández Universidad Autónoma De Baja California
17:10 – 17:30	Memoria de Acceso Concurrente para Reconocimiento de Voz: Metodología Formal de Diseño Armando Jiménez Flores Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco	
17:30 – 18:10	Conferencia Técnica No. 4 Celdas de Hidrogeno Laboratorio de Sensores y Señales Universidad Autónoma Metropolitana - Azcapotzalco	

III Semana Nacional de Ingeniería Electrónica

Jueves 4 de Octubre

Horario	Sala F 001	Sala B 006
10:00 – 10:50	Conferencia Plenaria No. 2 Sensores Virtuales Basados en Observadores Dr. Carlos M. Astorga Zaragoza Cenidet-Cuernavaca	
10:50 – 11:00	Receso	
11:00 – 11:40	Conferencia Técnica No. 5 Fabricación De Circuitos Impresos Por Microfresado Ing. Abraham Rivera Vera DeLorenzo Of América Corp.	
11:40 – 11:50	Receso	
11:50 – 12:10	Aplicaciones JAVA / C / USB Orientados a Domótica. Baruch Hernández Samantha Instituto Tecnológico de Minatitlan	Instrumentación del Consolidómetro para la Realización de Pruebas en Suelos Expansivos Bajo la Norma ASTM D4546 Cristian Augusto Martínez Santana Universidad Autónoma de Querétaro
12:10 – 12:30	Sistema de Localización y Mensajería Instantánea para Dispositivos Móviles Orientado al Ambiente Empresarial. Luís Enrique Bustos Méndez UPIITA-IPN	Comunicación de Datos Via Modem Telefónico para Estaciones Remotas Lauro Santiago Cruz UNAM, Instituto de Ingeniería
12:30 – 12:50	Modeling Bioelectronics Interactions Using Teleoreactive Robotics Techniques Ramiro Garza Domínguez Centro de Tecnologías de Información, Universidad Autónoma del Carmen	Diseño y Desarrollo de un Termoplúviógrafo Digital Lauro Santiago Cruz UNAM, Instituto de Ingeniería
12:50 – 13:00	Receso	
13:00 – 13:40	Conferencia Técnica No. 6 Retos en el Diseño de Sistemas Embebidos Ing. Eloy Cabrera Newark México / Tektronix Latinoamérica	
13:40 – 14:20	Conferencia Técnica No.7 Equipos de Automatización Ing. Leonel Ordóñez Meza / Ing. Jesús Barbosa Martínez Weg México	
14:20 – 15:30	Receso	
15:30 – 16:10	Conferencia Técnica No. 8 Instrumentación Virtual para la Educación National Instruments de México	
16:10 – 16:50	Conferencia Técnica No. 9 Proyectos de Electrónica mas Eficientes con NI Multisim National Instruments de México	
16:50 – 17:00	Receso	
17:00 – 17:20	Diseño e Implementación de un Poli-Articulado Manipulador Marco Antonio Hoyos Santillán Instituto Tecnológico de Veracruz	Sistema Bidireccional para Control y Monitoreo por Radio Frecuencia Juan Carlos Cabanillas Noris Departamento de Ingeniería en Mecatrónica Universidad Politécnica de Sinaloa
17:20 – 17:40	Robot Móvil con Brazo de Carga Controlado a través de Radiofrecuencia José Gerardo Cenobio Villegas Rosas Benemérita Universidad Autónoma de Puebla	Procedimiento Práctico para Diseñar Sistemas de Control Utilizando Lógica Difusa Mario Alberto Díaz Castellanos Instituto Tecnológico de Tuxtla Gutiérrez
17:40 – 18:00	Robot Seguidor de Línea Configurable Instituto Tecnológico de Veracruz	Sistema Mínimo Basado en el Microcontrolador DS80C400 para el Desarrollo de Aplicaciones con Conectividad a Internet Felipe Santiago Espinosa Universidad Tecnológica de la Mixteca

III Semana Nacional de Ingeniería Electrónica

Viernes 5 de Octubre

Horario	Sala F 001	Sala B 006
10:00 – 10:50	Conferencia Técnica No. 12 La Importancia de las Tecnologías de Sensado y sus Aplicaciones Ing. Roberto Garza Fernández Balluff de México	
10:50 – 11:00	Receso	
11:00 – 11:20	Análisis de las Arquitecturas Satelitales con Procesamiento a Bordo de Banda Ancha en el Transporte de Servicios Multimedia Juan Carlos Cabanillas Noris Departamento de Ingeniería en Mecatrónica Universidad Politécnica de Sinaloa	Electrónica Básica para la Implementación de un Convertidor Resonante Serie de cd-cd. José Luis Avendaño Juárez, Universidad Autónoma de Querétaro
11:20 – 11:40	Modulación y Demodulación de Amplitud y Frecuencia en un FPGA: Base para el Desarrollo de un Radio Definido por Software. José Maria Valencia Velasco Instituto Tecnológico de Estudios Superiores de Occidente. ITESO.	Estudio de una Estructura de Acondicionamiento de Potencia Combinando las Topologías “Boost y Buck- Boost” José Luis Durán Gómez Instituto Tecnológico de Chihuahua
11:40 – 12:00		Modelado de una monocelda de combustible de intercambio de protones Josefa Morales Morales Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
12:00 – 12:40	Conferencia Técnica No. 10 Rabbit - Microprocesadores & Herramientas de Desarrollo Ing. Joel A. Almeraya del Valle AG Electrónica	
12:40 – 13:20	Conferencia Técnica No. 11 Multitech – Conectividad Embebida Ing. Javier Zamudio Bautista AG Electrónica	
13:20 – 14:10	Conferencia Plenaria No.3 Diseño de Interfases Hombre - Máquina: Integración de Visión Artificial y Percepción Táctil Humana para la Navegación de Ciegos y Deficientes Visuales Dr. Ramiro Velázquez Guerrero. Universidad Panamericana - Aguascalientes	
14:10 – 16:00	Clausura (Comida)	



Conferencia Plenaria

“Computadoras que Escriben Cuentos, Componen Música y Cuentan Chistes”

Dr. Rafael Pérez y Pérez

Miércoles 3 de Octubre 2007

11:00 hrs.

Sala F-001

Resumen:

Una de las áreas que mayor impacto tendrá en el futuro dentro de las nuevas tecnologías es el desarrollo de modelos en computadora del proceso creativo, donde la generación de nuevo conocimiento es una parte integral del proceso. Actualmente existen sistemas que resuelven problemas científicos, escriben cuentos, componen música, pintan, etc. En esta plática se pretende dar una introducción y algunos ejemplos de la creatividad computacional, hablar sobre el sistema llamado MEXICA, un modelo en computadora del proceso creativo que escribe (argumentos de) cuentos sobre los mexicas, y mencionar algunos de los proyectos sobre creatividad computacional que se están llevando a cabo en la UAM Cuajimalpa.

Dr. Rafael Pérez y Pérez

Rafael Pérez y Pérez es Ingeniero en Electrónica y Computación por la Universidad Iberoamericana. Estudió una Maestría en Sistemas Basados en el Conocimiento y un Doctorado en Inteligencia Artificial, ambos en la Universidad de Sussex, Inglaterra. Su área de investigación son los modelos en computadora del proceso creativo. El Dr. Pérez y Pérez desarrolló un programa llamado MEXICA el cual escribe cuentos sobre los Mexicas. Sus estudiantes han escrito programas que improvisan en jazz, resuelven problemas de geometría o escriben cuentos. En el 2006 fundó el grupo de Creatividad, Cognición y Computación (CCC), el cual agrupa a investigadores y estudiantes de diversas disciplinas, y cuyo objetivo es la investigación y desarrollo de modelos computacionales del proceso creativo. Ha publicado en diversas revistas científicas internacionales y ha participado en congresos y talleres sobre IA y creatividad en diferentes países como ponente y como árbitro. Desde enero de 2006 es Profesor-Investigador de tiempo completo definitivo en la UAM-Cuajimalpa.



Conferencia Plenaria

“Sensores Virtuales Basados en Observadores”

Dr. Carlos Manuel Astorga Zaragoza

Jueves 4 de Octubre 2007

10:00 hrs.

Sala F-001

Resumen:

En teoría de control, un observador es un sistema dinámico que estima variables de estado o parámetros en un proceso a partir de las mediciones disponibles. Una de las principales aplicaciones de los observadores es el diseño de *sensores virtuales* o *sensores programados*. En esta plática se abordan diversos ejemplos de diseño de observadores comunes en la literatura actual para: sistemas de monitoreo, control realimentado y detección de fallas. Los ejemplos de diseño se ilustran para diferentes procesos como: reactores bioquímicos, intercambiadores de calor y reactores de polimerización.

Dr. Carlos Manuel Astorga Zaragoza

El Dr. Carlos Manuel Astorga Zaragoza, originario de Minatitlán, Ver., obtuvo en octubre de 2001, el grado de Doctor en Ingeniería de Procesos en la Universidad Claude Bernard de Lyon, en Francia. Entre julio de 1986 y diciembre de 1990, el Dr. Astorga laboró en Petróleos Mexicanos en el departamento de Instrumentos de Control del Complejo Petroquímico Morelos en Coatzacoalcos, Ver. Actualmente es profesor-investigador del CENIDET en el departamento de Electrónica donde forma parte del Cuerpo Académico de Control Automático de Procesos. Sus áreas de interés son el diseño de observadores no lineales y sus aplicaciones en Columnas de Destilación, Reactores de Polimerización, Bombas de Calor y Celdas de Combustible. El Dr. Astorga es autor de 5 artículos publicados en revistas internacionales.



Conferencia Plenaria

“Diseño de Interfases Hombre - Máquina: Integración de Visión Artificial y Percepción Táctil Humana para la Navegación de Ciegos y Deficientes Visuales”

Dr. Ramiro Velázquez Guerrero

Viernes 5 de Octubre 2007

13:20 hrs.

Sala F-001

Resumen:

Esta plática presenta el diseño, implantación y prototipo preliminar del sistema “Lentes Inteligentes”, un novedoso dispositivo electrónico diseñado para asistir la navegación y la movilidad de ciegos y deficientes visuales entre obstáculos en ambientes 3D no cooperantes. El sistema “Lentes Inteligentes”, un proyecto conjunto entre el Laboratorio de Robótica de Paris (LRP) y la Comisión Francesa de Energía Atómica (CEA), consiste de un sistema visio-táctil. Dos mini-cámaras montadas en el armazón de los lentes del usuario detectan obstáculos, su ubicación en el medio ambiente y transmiten esta información a una interfaz táctil, la cual se despliega como un mapa. El usuario explora libremente el mapa táctil y es capaz de interpretarlo, tomar decisiones y desplazarse eficazmente lo que demuestra la viabilidad del sistema. Una breve presentación de los proyectos realizados en las áreas de robótica y mecatrónica en el LRP (Francia) y la Universidad Panamericana (México) introducirá la plática.

Dr. Ramiro Velázquez Guerrero

El Dr. Ramiro Velázquez Guerrero es profesor-investigador en el Departamento de Mecatrónica y Control de Sistemas de la Universidad Panamericana-Aguascalientes, estando a cargo de diversos proyectos de investigación y de desarrollo tecnológico. El Dr. Velázquez es Ingeniero en Electrónica y Sistemas Digitales de la Universidad Bonaterra en Aguascalientes. Tiene una Maestría en Automatización Industrial del Instituto Nacional de Ciencias Aplicadas (INSA) en Lyon, Francia. Su Doctorado en Mecánica-Robótica lo obtuvo en la Universidad Pierre et Marie Curie en París, Francia. Ha escrito más de 30 artículos y ha impartido conferencias en México, Francia, Japón y Estados Unidos. Ha sido revisor en diversos consejos editoriales así como en congresos internacionales. Ha impartido cursos en las áreas de Mecánica, Electrónica y Robótica en instituciones tales como TEC de Monterrey (México), Universidad de Versailles (Francia) y en la Escuela Nacional de Ingenieros de Saint Etienne (Francia).



Conferencia Técnica

ROBOTS DIDÁCTICOS

Ing. Alfredo Torres Noriega

MECATRONIX

Miércoles 3 de Octubre 2007

13:20 hrs.

Sala F-001

Resumen:

La plática se divide en tres secciones, en la primera se expone el objetivo de la empresa, en la segunda se expone sobre la robótica en la actualidad y la tercera se muestran videos y demostraciones de nuestros robots:

- Robot Seguidor de línea
- Robot Barredor
- Robot Autopista del futuro
- Robot Aéreo

La conferencia tiene como objetivo mostrar la programación en VHDL y aplicaciones de este lenguaje, así como motivar a los estudiantes a interesarse en la robótica.

Ing. Alfredo Torres Noriega

El **Ing. Alfredo Torres Noriega**, es egresado del Instituto Tecnológico de Estudios Superiores de Monterrey, Campus Estado de México. Ha impartido conferencias y talleres sobre robótica a diferentes instituciones de educación, asimismo ha participado en diversas exposiciones educativas e industriales. El Ingeniero Torres, ha desarrollado diversos proyectos de seguridad industrial para empresas como: COMEX, CAPUFE y ADUANA MÉXICO, entre otros. Actualmente, es Director General de Mecatronix, empresa dedicada diseño de robots didácticos para la enseñanza en escuelas primarias, secundarias y universidades. Así como a la enseñanza de lenguajes de programación: Visual Basic y VHDL orientados al control de robots y automatización.



Conferencia Técnica

“Rabbit - Microprocesadores & Herramientas de Desarrollo”

Ing. Joel A. Almeraya Del Valle
AG Electrónica

Viernes 5 de Octubre 2007

12:00 hrs.

Sala F-001

Resumen:

Breve introducción a las líneas de Productos de Rabbit Semiconductor™, (www.rabbit.com) así como una pequeña descripción de las características de las familias de los Módulos Prediseñados (conocidos como Rabbit Core's®). Se muestra un sencillo ejemplo de aplicación realizado a partir del Software de Desarrollo “Dynamic C”.

Ing. Joel A. Almeraya Del Valle

Ingeniero en Electrónica y Comunicaciones, egresado de ESIME –IPN Unidad Culhuacán. Labora en AG Electrónica desde Noviembre de 2005 como Ingeniero de Diseño. Su experiencia incluye: Ingeniero de Proyectos en ET Informática.



Conferencia Técnica

“Multitech – Conectividad Embebida”

Ing. Javier Zamudio Bautista
AG Electrónica

Viernes 5 de Octubre 2007

12:40 hrs.

Sala F-001

Resumen:

Dar a conocer las ventajas que ofrece Multitech (www.multitech.com) con su concepto de ‘Socket Universal’ para solucionar problemas de Conectividad en cuanto a Telefonía, Tecnología Inalámbrica y Ethernet.

Ing. Javier Zamudio Bautista

Ingeniero en Electrónica y Comunicaciones, egresado de ESIME –IPN Unidad Zacatenco. Labora en AG Electrónica desde Noviembre de 2005 como Ingeniero de Diseño. Su experiencia incluye: Ingeniero de Servicio en Samsung e Ingeniero de Aplicaciones en Solaris.



Conferencia Técnica

La Importancia de las Tecnologías de Sensado y sus Aplicaciones

Ing. Roberto Garza Fernández

Balluff de México

Viernes 5 de Octubre 2007

10:00 hrs.

Sala F-001

Resumen:

Los sensores se han convertido hoy en día en una herramienta indispensable para automatizar cualquier proceso. Desde los micro-switches, hasta poderosos sistemas de visión y reconocimiento, los sensores proveen de información valiosa que permite a los sistemas de control, tomar decisiones, optimizar procesos, aumentar la calidad de los productos, y disminuir paros innecesarios. Resulta difícil de creer, pero ¿qué puede hacer el más sofisticado sistema de control, si éste no cuenta con sensores?. Hoy en día, el estudio de las tecnologías de sensado se ha vuelto una disciplina esencial, que provee las herramientas necesarias para automatizar eficientemente cualquier proceso

Ing. Roberto Garza Fernández

El Ing. Roberto Garza Fernández, labora actualmente en el corporativo de Balluff de México, subsidiaria directa de Balluff Alemania como Coordinador de Capacitación, dentro del departamento de Soporte Técnico. Durante su estancia, ha impartido cursos directamente a industrias, universidades, así como distribuidores de la misma marca. También ha coordinado proyectos de capacitación en universidades y empresas, equipando sus laboratorios, capacitando profesores, y brindando asesoría para implementar la mejor solución a sus necesidades específicas.



Conferencia Técnica

“Seguridad en Maquinaria”

Ing. Daniel Buendía Medrano

Pilz de México, S. de R.L. de C.V

Miércoles 3 de Octubre 2007

15:00 hrs.

Sala F-001

Resumen:

En esta conferencia se cubren los puntos fundamentales del concepto de seguridad en maquinaria, las bases de normatividad de seguridad en los estándares Europeos y Americanos, así como los conceptos básicos para el diseño de circuitos de control de seguridad confiables y seguros

- Cultura de la Seguridad: Revisión del Concepto.
- Seguridad Industrial.
- Bases de Normatividad de los estándares Internacionales de Seguridad (EN, OSHA, ANSI y NOM).
- Categorías de Seguridad.
- Evaluación de riesgos.
- Control Confiable.

Ing. Daniel Buendía Medrano

Daniel Buendía Medrano es Ingeniero en Control y Automatización egresado de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica ESIME Zacatenco del IPN. Ha desarrollado e integrado proyectos para: Daimler Chrysler, VW, Navistar International, METALSA, MAGNA y Grupo Modelo, por mencionar las mas importantes. Su participación en estos proyectos ha sido desarrollando Ingeniería de Celdas Robotizadas, integrando el control del proceso así como la visualización y monitoreo de los mismos. Las actividades que actualmente realiza son:

Proporcionar Cursos de Capacitación en Seguridad en Maquinaria en Normas Internacionales,
Realizar Verificación en Sistemas que cumplan los Estándares Internaciones de Seguridad para la Fabricación de Maquinaria y Equipo instalado,
Proporcionar soporte en sitio en equipos electrónicos enfocados a la supervisión de los sistemas de seguridad.



Conferencia Técnica

“Transmisión Inalámbrica de Señales de Control”

Ing. Sagid Armando Nolasco

Phoenix Contact México

Miércoles 3 de Octubre 2007

15:40 hrs.

Sala F-001

Resumen:

Los sistemas de transmisión inalámbricos permiten el envío y recepción de señales discretas y analógicas de control en campo, de manera muy simple y sin necesidad de la instalación de cables.

Los puntos a tratar en esta plática son:

Conceptos básicos de un sistema de transmisión inalámbrico.

Descripción de la tecnología inalámbrica.

Aplicaciones de la tecnología de Transmisión Inalámbrica de Señales de Control.

Ejemplos prácticos de aplicación.



Conferencia Técnica

“Las Celdas de Hidrógeno”

Laboratorio de “Sensores y Señales”

UAM-Azcapotzalco

Miércoles 3 de Octubre 2007

17:30 hrs.

Sala F-001

Resumen:

En México, actualmente existen dos necesidades que hay que satisfacer de manera urgente: una está relacionada con la escasez de combustible fósil, y la otra con la reducción del nivel de contaminantes presentes en la atmósfera. En virtud de lo anterior, surge la necesidad de buscar nuevas soluciones a estos problemas sin recurrir a limitaciones en la producción de energía.

Se presenta la tecnología relacionada con el desarrollo de celdas de Hidrógeno como una alternativa para la generación de energía (eléctrica, calorífica, etc.) y para la reducción del nivel de contaminantes con el objeto de promoverla proporcionando información y concienciar; pues como se sabe, en nuestro país a comenzado una mayor escasez de combustible fósil, principal fuente de energía y de recursos económicos.

Laboratorio de “Sensores y Señales”

Los principales objetivos del Laboratorio de "Sensores y Señales" están enmarcados en dos aspectos muy importantes en el ámbito del estudio de la Electrónica: la del diseño de sistemas electrónicos para aplicaciones con señales de bajo nivel y de sensado y la del diseño de dispositivos fabricados con base en nuevos materiales como son los materiales superconductores. Existen dos razones importantes para estos estudios: el primero, las necesidades de complementar el trabajo que se ha estado desarrollando con electrónica muy especializada; la segunda, la convergencia temática de los miembros originales con otros profesores del Departamento de Electrónica.

Desde un punto vista metodológico el proyecto de “Sensores y Señales” tiene dos vertientes: la de la investigación en ingeniería y la teórico-experimental. La primera se aboca a la investigación de la Electrónica para la adquisición de señales de bajo nivel, al procesamiento de señales para extraer información y al desarrollo de técnicas de construcción de circuitos que operan en condiciones especiales. La segunda, a la aplicabilidad de los materiales superconductores para resolver diversas necesidades en diferentes campos como la biomedicina, y así tener alternativas más viables para resolver problemas que antes del descubrimiento de estos materiales eran mucho más difíciles de solucionar.



Conferencia Técnica

“FABRICACIÓN DE CIRCUITOS IMPRESOS POR MICROFRESADO”

Ing. Abraham Rivera Vera

DE LORENZO OF AMÉRICA CORP.

Jueves 4 de Octubre 2007

11:00 hrs.

Sala F-001

Resumen:

Los sistemas de fabricación de circuitos impresos por microfresado permiten realizar en forma rápida, y sin necesidad de productos químicos, prototipos de circuitos impresos. En esta plática se abordarán los conceptos básicos de fabricación de circuitos impresos monocapa y bicapa, directamente del paquete de software de desarrollo por métodos de microfresado. Asimismo, se describirán las herramientas que algunos de estos sistemas incluyen para el análisis de redes y para la verificación del correcto funcionamiento del circuito.

Ing. Abraham Rivera Vera

El **Ing. Abraham Rivera Vera**, egresado de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica plantel Zacatenco de la carrera de Ingeniería en Comunicaciones y Electrónica generación 2000, ha impartido conferencias y talleres sobre fabricación de circuitos impresos desde 1998 a diferentes instituciones como son la Universidad Autónoma de Coahuila, Instituto Tecnológico de Puebla, Escuela Militar de Ingenieros, Instituto Tecnológico de Estudios Superiores de Monterrey, Universidad la Salle del Bajío, Universidad del Valle de México, Universidad Iberoamericana, Instituto Tecnológico de Madero; hoy en día incorpora en sus platicas sobre **FABRICACIÓN DE CIRCUITOS IMPRESOS POR MICROFRESADO** el kit de herramientas para el análisis de redes, el sistema de microfresado para PCB y el equipo de instrumentos para PC multifunción para verificar su correcto funcionamiento.



Conferencia Técnica

“Retos en el Diseño de Sistemas Embebidos”

Ing. Eloy Cabrera

Newark México/Tektronix Latinoamérica

Jueves 4 de Octubre 2007

13:00 hrs.

Sala F-001

Resumen:

En este seminario se expondrán las tecnologías más nuevas para depuración y análisis con las cuales estas tareas se realizan de manera más fácil. Además se darán a conocer modernas herramientas para diseño embebido. Estos conceptos permiten realizar mediciones más fácil y rápidamente, así como seleccionar el equipo y los accesorios correctos.

Temas a tratar: Depuración de Circuitos Digitales, Introducción a la Electrónica Embebida, Buses Seriales, I2C, SPI, CAN/LIN y RS232.

Ing. Eloy Cabrera

Egresado del IPN en Ingeniería, trabaja para Tektronix Latinoamérica desde hace 12 años en la parte de Ventas. La experiencia del Ing. Cabrera cubre desde Video hasta Instrumentación y ha participado en varios proyectos en toda Latinoamérica. Actualmente es el Gerente de Distribución para América Latina.



Conferencia Técnica

Instrumentación Virtual Para La Educación

National Instruments de México

Jueves 4 de Octubre 2007

15:30 hrs.

Sala F-001

Resumen:

National Instruments es la empresa líder en medición, control y automatización basado en PC por lo que busca que los futuros ingenieros tengan las herramientas y la preparación para enfrentar un mundo industrial en constante cambio. A través de esta conferencia mostraremos las razones del por que el uso de la instrumentación virtual en academia se puede convertir en un factor para el éxito en el campo laboral de la actualidad.



Conferencia Técnica

Proyectos de Electrónica mas Eficientes con NI Multisim

National Instruments de México

Jueves 4 de Octubre 2007

16:10 hrs.

Sala F-001

Resumen:

El 80 % del desarrollo de un proyecto de electrónica se invierte en pruebas, a través de NI Multisim mostraremos como reducir ese tiempo de pruebas para poder agilizar el desarrollo de tu proyecto.



SEMANA NACIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA

UNIVERSIDAD
AUTÓNOMA
METROPOLITANA

Casa abierta al tiempo



Índice por título

Da un clic sobre el título para visualizar el trabajo

Título	Pag
Análisis de las Arquitecturas Satelitales con Procedimiento a Bordo de Banda Ancha en el Transporte de Servicios Multimedia	1
Aplicaciones JAVA/C/USB Orientado a Domótica	12
Arreglo Bidimensional de Micrófonos para la Localización de Fuentes de Sonido Basados en la Holografía Acústica de Campo Cercano	18
Caracterización de un Lector Láser para Aplicación de Autoenfoco en Microscopia	24
Codificador de Pulsos para el Registro del Consumo de Energía Eléctrica y Demanda Máxima con el Protocolo MODBUS	30
Comunicación de Datos Vía Modem Telefónico para Estaciones Remotas	40
Control de Tiempo Real de Procesos Dinámicos Rápidos	46
Detección de Piel Mediante Análisis de Color en Secuencias de Imágenes Adquiridas por una WebCam	54
Diseño e Implementación de un Poli-articulado Manipulador	62
Diseño y Desarrollo de un Termopluviógrafo Digital	68
Electrónica Básica para la Implementación de un Convertidor Resonante Serie de cd-cd	77
Estudio de una Estructura de Acondicionamiento de Potencia Combinando las Topologías Típicas Boost y Buck-Boost	87
Fabricación y Caracterización de Resonadores Acústicos Volumétricos en Base a ZnO	99
Generación y Distribución Simultanea de Señal de Reloj para Sistemas Síncronos Integrados	105
Ingeniería de Control en el Proceso de Producción de Etanol a partir de la Caña de Azúcar	113
Instrumentación del Consolidómetro para la Realización de Pruebas en Suelos Expansivos Bajo la Norma ASTM D4546 (Método A)	121
Memoria de Acceso Concurrente para Reconocimiento de Voz: Metodología Formal de Diseño	130
Modelado de una Monocelda de Combustible de Intercambio de Protones	140
Modeling Bioelectronics Interactions Using Teleoreactive Robotics Techniques	146
Modulación y Desmodulación de Amplitud y Frecuencia de un FPGA: Base para el Desarrollo de un Radio Definido por Software	154
Procedimiento Práctico para Diseñar Sistemas de Control Utilizando Lógica Difusa	163
Reconocimiento de Voz con Redes Neuronales, Modelos Ocultos de Harkov y DTW	171
Robot Móvil con Brazo de Carga Controlado a través de Radiofrecuencia	180
Robot Seguidor de Línea Configurable	186
Sistema Bidireccional para Control y Monitoreo por Radiofrecuencia	192
Sistema Biométrico para el Reconocimiento de Huellas Dactilares Basado en la Función POC	198
Sistema de Localización y Mensajería Instantanea para Dispositivos Móviles Orientado al Ambiente Empresarial	207
Sistema Mínimo Basado en el Microcontrolador DS80C400 para el Desarrollo de Aplicaciones con Conectividad a Internet	218

Índice por Autor

Da un clic sobre el Autor para visualizar su trabajo

Acosta Huerta Jorge	Hoyos Santillán Marco Antonio
Aguilera González Adriana	Jackson Brad R.
Amaro Hernandez Cesar	Jiménez Flores Armando
Amezcu Magallón Luis	Juárez Romero David
Aparicio Velásquez Enmanuel	Linares Aranda Mónico
Arce Santana Edgar Román	Luna Rivera José Martín
Arriaga Gerardo	Martínez Santana Cristian Augusto
Astorga Zaragoza Carlos Manuel	Mata Rivera Miguel Félix
Astorga Zaragoza Carlos Manuel	Méndez Ancona Javier
Avendaño Juárez José Luis	Morales Acevedo Arturo
Avendaño Juárez José Luis	Morales Morales Josefa
Azucena Coyotecalt Honorato	Morales Pizarro Oscar Antonio
Barahona Avalos Jorge Luis	Oviedo Edison Rubén Alberto
Baruch Hernández Samantha	Peña Guerrero Maximino
Bazdresch Sierra Luís Miguel	Pérez Sánchez Gerardo Francisco
Bernal Díaz Arcelia	Portillo Jiménez Canek
Bravo Zanoguera Miguel	Posada Gómez Rubén
Bravo Zanoguera Miguel	Quiroz Gutiérrez Antonio
Bustos Méndez Luís Enrique	Ramírez Chávez Luís Enrique
Cabanillas Noris Juan Carlos	Ramírez González A. Ernesto
Cabanillas Noris Juan Carlos	Ramírez Leyva Fermín Hugo
Cabrera Hernández Elizabeth	Reyes Reyes Juan
Cano Castillo Ulises	Ruiz Barradas Héctor
Colorado Cháirez Ángel Mario	Saavedra Carlos E.
Cordero Alfaro Víctor Manuel	Salim Maza Manuel
De Luca Pennacchia Adriano	Sánchez Medel Luis Humberto
De Luna Ortega Carlos Alejandro	Sanchez Medina Godolfredo
Díaz Castellanos Mario Alberto	Santiago Cruz Lauro
Durán Gómez José Luis	Santiago Cruz Lauro
Espinosa Maya Luis Eduardo	Santiago Espinosa Felipe
García Alvarado Yahara	Smit Afra Mascha
García Cervantes Eleazar	Takiguchi de la Rosa Alberto Katsumi
García Ramírez Iris Itzel	Toledo Álvarez José Ángel
Garibay Jiménez Ricardo	Valencia Velasco José Maria
Garibay Martínez Alberto Ramiro	Vera Pérez Maximiliano
Garza Domínguez Ramiro	Vera Pérez Maximiliano
González Díaz Oscar	Verde Gómez Ysmael
Hernández Guzmán Víctor Manuel	Viccon Anell Basilio
Hernández Munguía Lucía	Villegas Rosas José Gerardo Cenobio
Herrera Galicia Rubén	

ANÁLISIS DE LAS ARQUITECTURAS SATELITALES CON PROCESAMIENTO A BORDO DE BANDA ANCHA EN EL TRANSPORTE DE SERVICIOS MULTIMEDIA

Cabanillas Noris Juan Carlos ¹, Portillo Jiménez Canek ²

¹Departamento de Ingeniería en Mecatrónica

Universidad Politécnica de Sinaloa

Niños Héroes #1413 Sector Centro, Mazatlán, Sinaloa, México.

Tel. (669) 982-4886, Fax (669) 982-4888, e-mail: cabanillasjc@yahoo.com.mx

²Departamento de Ingeniería en Sistemas Computacionales

Universidad del Golfo de México, Campus Culiacán.

Hidalgo 370 Pte. Centro, Culiacán, Sinaloa, México, email: canekportillo@hotmail.com

RESUMEN

Este artículo presenta un análisis de las principales arquitecturas satelitales con procesamiento a bordo de banda ancha, como son la conmutación de celdas y el enrutamiento de paquetes directamente a bordo del satélite. Además, este documento muestra las consideraciones más importantes de los servicios y funciones, que permitirán hacer un uso más óptimo de los recursos del satélite, y cumplir con el objetivo de proporcionar una calidad de servicio equivalente a las redes terrestres en el transporte de los servicios multimedia.

Palabras clave: arquitectura satelital, procesamiento a bordo, protocolo de Internet, servicios multimedia, satélite.

1. INTRODUCCIÓN

El crecimiento en la demanda de servicios avanzados de información, requiere del diseño e implementación de redes de comunicaciones con gran capacidad en ancho de banda, que permitan soportar una amplia gama de aplicaciones que necesitan altas tasas de transferencia de datos, como son: teleconferencia, telemedicina, acceso a Internet de alta velocidad, voz sobre el Protocolo de Internet (VoIP), video por demanda, tele-educación, así como

transferencias de grandes cantidades de información y archivos de gran tamaño [1]. Las diferentes aplicaciones de los usuarios generan tráfico de tasas variables, y tienen distintas tolerancias a los retardos y pérdidas de información. De ahí que, sea necesario implementar un conjunto de técnicas, modelos y arquitecturas que permitan tratar de manera diferente los distintos tipos de tráfico en la red, admitiendo otorgar cierta calidad de servicio (QoS) requerida por el usuario acorde al servicio. De igual manera, la tecnología de las redes satelitales deben complementarse con las redes terrestres para proporcionar servicios de voz, datos y video con cobertura global, flexibilidad de ancho de banda y confiabilidad en las conexiones; principalmente en zonas donde no existe infraestructura terrestre. Una de las redes terrestres de mayor crecimiento en la actualidad es la Internet, la cual emplea el Protocolo de Internet (IP), Protocolo de Control de Transmisión (TCP) y el Protocolo de Datagramas de Usuario (UDP). Sin embargo, actualmente los costos de la tecnología de los sistemas de comunicaciones satelitales y espaciales son bastante altos, debido a que se tienen que diseñar y fabricar sistemas de comunicaciones y redes expresamente para este tipo de aplicaciones, así como implementar protocolos propietarios

conforme a los requerimientos de las constelaciones satelitales. Estas tecnologías emergentes o propietarias y las redes terrestres, generalmente pertenecen a reinos de enrutamiento diferentes, ya que pueden tener distintas capas de enlace de datos y red. Es por ello que, este documento hace un análisis de las dos principales arquitecturas satelitales con procesamiento a bordo de banda ancha, como son: conmutación de celdas y enrutamiento IP directamente a bordo del satélite. Asimismo, este artículo presenta las consideraciones más importantes de los servicios y funciones, que permitirán hacer un uso más óptimo de los recursos del satélite, y cumplir con el objetivo de proporcionar una QoS equivalente a las redes terrestres en el transporte de los servicios multimedia [2]. El trabajo se organiza como sigue. En la sección 2 se presenta una introducción de las comunicaciones satelitales, así como sus características principales. En la sección 3 se discuten las ventajas de utilizar procesamiento a bordo en los satélites. La sección 4 analiza los servicios y funciones por parte de los satélites con procesamiento. En las secciones 5 y 6 se muestran los aspectos relacionados con las constelaciones satelitales del Modo de Transferencia Asíncrona (ATM) y del Protocolo de Internet, respectivamente. Por último, se incluyen conclusiones en la sección 7 y referencias en la sección 8.

2. SISTEMAS DE COMUNICACIONES SATELITALES

Un sistema de comunicaciones vía satélite consta de dos segmentos principales: a) segmento espacial (satélites de comunicaciones), y b) segmento terrestre (estaciones terrenas transmisora/receptora). Respecto al segmento satelital, los satélites pueden clasificarse por el tipo de inteligencia a bordo de los mismos, dependiendo del tipo de procesamiento que se lleva a cabo dentro de

sus respectivos subsistemas de comunicaciones (tranpondedores), que es donde radica la inteligencia de los satélites. Las funciones de un satélite repetidor se limitan a la capa física y algunas de la capa de enlace de datos respecto al modelo TCP/IP [3]. Por ejemplo, cuando un satélite repetidor cuando recibe una señal desde una estación terrena y se reenvía hacia otra estación, se efectúan las siguientes operaciones a bordo del mismo: a) recibe la señal del enlace de subida (conexión estación terrena-satélite) a través una antena receptora, b) amplifica la señal con un nivel bajo de ruido, c) traslada la frecuencia recibida a otra más conveniente para que sea reenviada, d) amplifica la potencia de la señal a transmitir, y e) retransmite la señal hacia un enlace de bajada (conexión satélite-estación terrena) por medio de una antena transmisora. El satélite repetidor no posee inteligencia propia, ya que no puede reconocer el contenido en la información que cursa ni puede tomar decisiones por sí mismo. Por otro lado, entre las funciones de las estaciones terrenas (gateways satelitales) están [4]: a) actuar como interfase entre los sistemas satelitales y los sistemas de comunicaciones terrestres, a través de una topología tipo estrella, b) conversión de protocolos terrestres y satelitales cuando sea necesario, c) autenticación y contabilidad de servicios de los usuarios, d) gestión de la red y de la calidad de servicio, e) gestión de movilidad y traspaso, y f) codificación y modulación de los enlaces satelitales de radio frecuencia (RF).

3. PROCESAMIENTO A BORDO (OBP)

Al incluir procesamiento a bordo (OBP) del satélite, es posible mejorar la calidad de la señal de información e incluso formar una red de conmutación y enrutamiento satelital. Existe procesamiento a bordo que sólo incluye regeneración de señal y conmutación en

frecuencias intermedias (IF) o radio frecuencias. También, se tiene un procesamiento a bordo de mayor capacidad, llamado procesamiento a bordo en banda base, el cual mejora las prestaciones y eficiencia del enlace. Éste último incluye funciones de detección y corrección de errores, remoción de información de control y enrutamiento, además de capacidades de amplificación y traslación de frecuencias, obteniéndose mejores valores de relación señal a ruido (SNR) y tasa de errores de bit (BER). De igual manera, hace posible la asignación dinámica de la ganancia y cobertura de la antena, permitiendo una asignación flexible de la potencia isotrópica radiada efectiva (PIRE) [1]. Asimismo, la conmutación a bordo (OBS) del satélite, posibilita el establecimiento de enlaces entre satélites contiguos para operar como elementos activos de red. Tanto OBP como OBS, permiten al satélite trabajar en capas superiores del modelo OSI (capas de red y transporte), asignar los recursos satelitales disponibles, requerimientos de usuario y características de la señal, así como todas las asignaciones de frecuencia y potencia a bordo del satélite. Dado que cada satélite conoce en todo momento la disponibilidad de los recursos, permite una mayor efectividad en las prestaciones del control de acceso.

4. SERVICIOS Y FUNCIONES DE LOS SATÉLITES CON OBP

La siguiente generación de redes satelitales de banda ancha con procesamiento a bordo considera los siguientes servicios y funciones por parte del satélite, como son: constelación satelital, corrección de errores de envío, antenas de haces directivos, y control de acceso al medio. Estos servicios y funciones satelitales tienen un fuerte impacto en los diferentes parámetros de calidad de servicios.

4.1. Constelación satelital

Las constelaciones satelitales se clasifican según el tipo de órbita satelital, ya que determina los retardos y pérdidas de propagación de la señal transmitida, además del número de satélites. En la tabla I se presentan las principales características de los satélites de órbita baja (LEOS), de órbita media (MEOS) y geoestacionarios (GEOS) [5]. Aunque los LEOS presentan los retardos de propagación más bajos, su área de cobertura es limitada, necesiéndose un mayor número de satélites para proporcionar una cobertura global.

Tabla I. Características principales para las diferentes órbitas satelitales

<i>Tipo de órbita satelital</i>	<i>Retardo de ida y vuelta (ms)</i>	<i>Pérdidas por propagación (dB)</i>	<i>Satélites necesarios para una cobertura global</i>
LEOS	5-20	100-120	> 32
MEOS	100-130	140-160	10-15
GEOS	250-280	190-210	3-4

Esto aumenta la complejidad de la red de comunicaciones, al ser necesario técnicas complejas de traspaso, y de enrutamiento entre satélites para evitar interrupciones y/o cortes de conexión. Esto último ocasiona problemas de variaciones de retardo (jitter), lo que degrada las prestaciones de aplicaciones interactivas, aunque es posible mejorar el desempeño de este parámetro haciendo uso de memorias de almacenamiento temporal (buffers). Los GEOS, por su altura orbital (35,865 Km.), son menos adecuados para aplicaciones de voz y video en tiempo real, de igual manera, esta distancia provoca altas pérdidas de propagación, por lo que es necesario transmitir a potencias bastante elevadas e imposibilita la portabilidad en el equipo del usuario. Además de mayor costo de puesta en órbita de los GEOS, éstos no pueden proporcionar servicios en latitudes elevadas. Las constelaciones de satélites de órbita media (MEOS) son un adecuado punto intermedio entre el número de satélites,

requerimientos de las aplicaciones en tiempo real, y los factores de potencia y portabilidad en los módulos del usuario.

4.2. Corrección de errores de envío (FEC)

El BER es un parámetro que nos indica la calidad de las comunicaciones digitales. Para mejorar los valores del BER, existen diversas técnicas de codificación de canal para la detección y corrección de errores. La codificación convolucional se utiliza en condiciones de propagación relativamente estables, generalmente este codificador es el algoritmo Viterbi. Por otro lado, la codificación a bloques se emplea para corregir errores a ráfagas, los códigos de bloque más utilizados en comunicaciones satelitales son los códigos Reed-Solomon. Una tercera forma de codificación, denominada codificación concatenada, sugiere la combinación de la codificación convolucional y de bloques junto con un entrelazador [6].

4.3. Antenas de Haces puntuales

Los haces puntuales para satélites OBP/OBS cubren regiones mucho más pequeñas, que los haces globales para satélites repetidores. Estos haces proporcionan mayor ancho de banda, ya

que cada haz directivo está asociado con ciertos receptores y transmisores mediante una matriz de microondas que conmuta la información o parte de ella entre los diferentes haces. El emplear antenas con haces directivos en el satélite para bandas de frecuencia Ka y Ku, permite que la señal recibida por las terminales terrestres sea más fuerte (mayor densidad de potencia), posibilitando usar antenas terrestres de menor tamaño. De este modo, es posible reutilizar los intervalos de frecuencia entre diferentes haces, lo que repercute en mayores anchos de banda totales.

4.4. Control de acceso al medio (MAC)

El control del acceso al medio (MAC) permite a los usuarios acceder al medio de transmisión son de relativa fácil implementación, y en ellas no existe coordinación en las transmisiones de los usuarios, imposibilitando ofrecer garantías de calidad de servicio con reservación de ancho de banda libre de colisiones. La asignación fija de ancho de banda (FB), garantiza un determinado ancho de banda al enlace satelital, pero se desperdicia cuando el tráfico es variable.

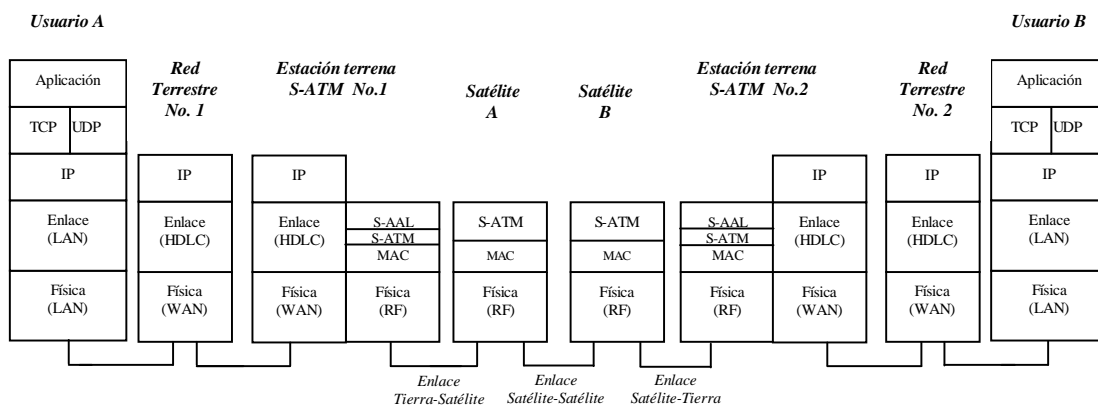


Figura. 1 Pila de Protocolos: le extremo a extremo entre dos usuarios

El acceso múltiple asignado por demanda (DAMA), permite establecer a las terminales

el ancho de banda instantáneo que necesitan. También, se tienen combinaciones de las tres

formas de acceso como FB/DAMA, RA/DAMA, las cuales pretenden mejorar la eficiencia del sistema. en sistemas de comunicación que comparten este recurso. Este factor es de vital importancia en el establecimiento del contrato de tráfico de calidad de servicio, para que proporcione garantías estadísticas de pérdidas y retardo de paquetes, así como variaciones del retardo (jitter). Las técnicas de acceso aleatorio (RA)

5. CONSTELACIÓN SATELITAL BASADA EN ATM

El Modo de Transferencia Asíncrona (ATM) es una tecnología que hace posible la red digital de servicios integrados de banda ancha (RDSI-BA), para ofrecer comunicaciones multimedia y multiservicios en redes integradas. La característica principal de ATM es que transmite la información en paquetes pequeños de tamaño fijo llamadas celdas, ofreciendo un servicio básicamente orientado a conexión [7]. Las celdas ATM tienen una longitud de 53 bytes, de los cuales 5 son de encabezado y 48 de carga útil. Para la componente satelital se han propuesto celdas ATM modificadas, denominadas celdas ATM satelitales (S-ATM).

Las celdas S-ATM conservan las mismas longitudes tanto de encabezado como de carga útil, variando únicamente el formato del encabezado para adaptarlo al sistema satelital [8]. La arquitectura ATM satelital proporciona ventajas como: ofrecer servicios ATM sobre un área de cobertura amplia, tener un sistema eficiente de comunicaciones con capacidad de asignación de ancho de banda por demanda a los diferentes servicios, ofrece una buena calidad de servicio y facilita la agregación de nuevas líneas a la red. La figura 1 muestra la pila de protocolos de S-ATM para un enlace de extremo a extremo entre los usuarios A y B. Primeramente, cada uno de los dos usuarios están conectados a una red

terrestre, las cuales se comunican a la estación terrena más cercana. Las estaciones se enlazan al satélite más cercano a través de un enlace de radio frecuencia. En ocasiones para que ambas estaciones terrenas se comuniquen, debido a la lejanía entre ambas, será necesario establecer enlaces intersatelitales entre satélites contiguos. Para mayor información sobre el modelo de capas de S-ATM consultar [9-12], así como [13] para conocer más sus métodos y escenarios de control de acceso al medio.

6. CONSTELACIÓN SATELITAL BASADA EN IP

En la actualidad existen un gran número de servicios y aplicaciones que soportan los protocolos de Internet, los cuales demandan enormes requerimientos de las redes de comunicaciones. Pero como se señaló al inicio, las redes satelitales no permiten hacer una diferenciación del tráfico instantáneo ni garantizar los niveles deseados de los parámetros de calidad de servicios para ningún tipo de servicio. Por lo tanto, es importante que el formato a bordo de los sistemas de comunicaciones satelitales cambie hacia otro que los vincule con sistemas de comunicaciones terrestres. Esta tendencia va encaminada a que los protocolos de información satelitales utilicen formatos de los dispositivos de Internet, los cuales ya son comercialmente disponibles en la mayoría de las estaciones terrenas. Este cambio tendría como beneficio una reducción en los costos de los equipos terrestres, enrutar direcciones de Internet directamente a bordo de los satélites, y garantizar al usuario los niveles de los parámetros de calidad de servicio. El proyecto Misiones Operativas como Nodos de Internet (OMNI) de la Aeronáutica Nacional y Administración del Espacio (NASA) ha desarrollado la arquitectura de un sistema de referencia para segmentos terrestres y

espaciales. En las figuras 2 y 3 se aprecian las pilas de capas para enlaces satélite-estación terrena y enlaces de satélite a satélite, respectivamente. Como consecuencia de que, el modelo TCP/IP en el nivel físico y de enlace de datos, no establece ningún protocolo específico [14], la arquitectura de OMNI plantea seguir usando RF para los enlaces de los satélites con alguna estación terrena, así como para los enlaces entre satélites contiguos (enlaces intersatelitales). También se proponen que estos enlaces de RF transporten tramas del protocolo Control de Enlace de Datos de

Alto Nivel (HDLC) en la capa de enlace. Esta arquitectura soporta direccionamiento IP, tanto a nivel terrestre como en el satélite, ya que éstos tienen la capacidad de conmutación a bordo. Las capas de niveles inferiores del modelo (capas física y de enlace) son transparentes a las aplicaciones de los usuarios finales, de tal manera que, los cambios y actualizaciones, tanto de las tasa de datos como de los protocolos del enlace, no alteran la forma de comunicar a los usuarios de Internet satelital.

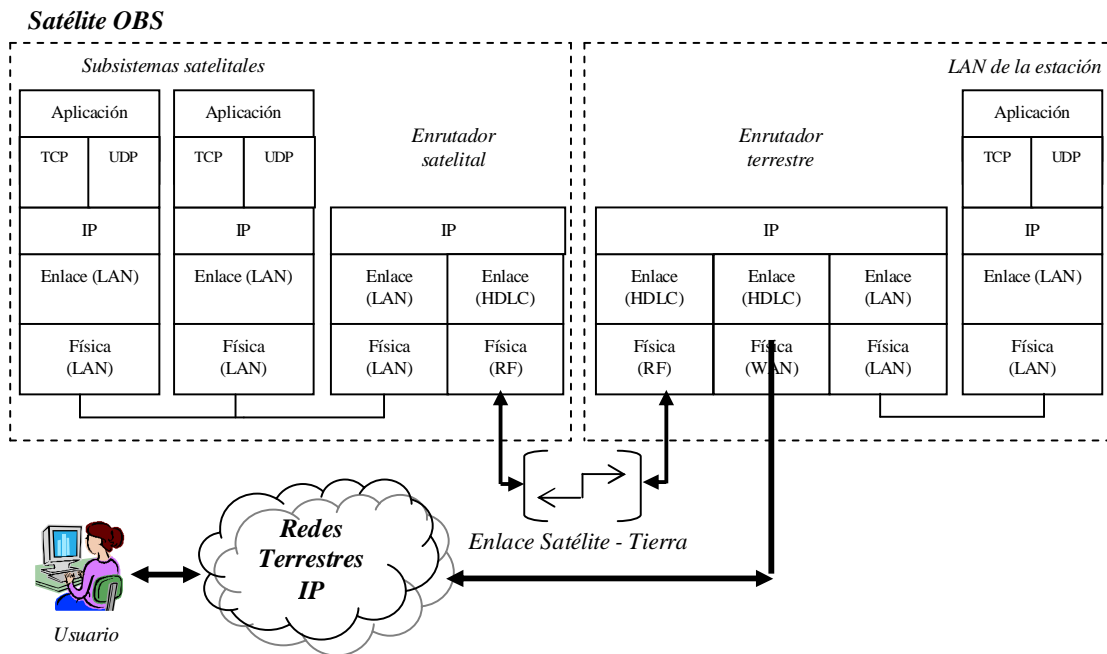


Figura 2. Pilas de capas para enlaces satélite-estación terrena de la arquitectura de OMNI

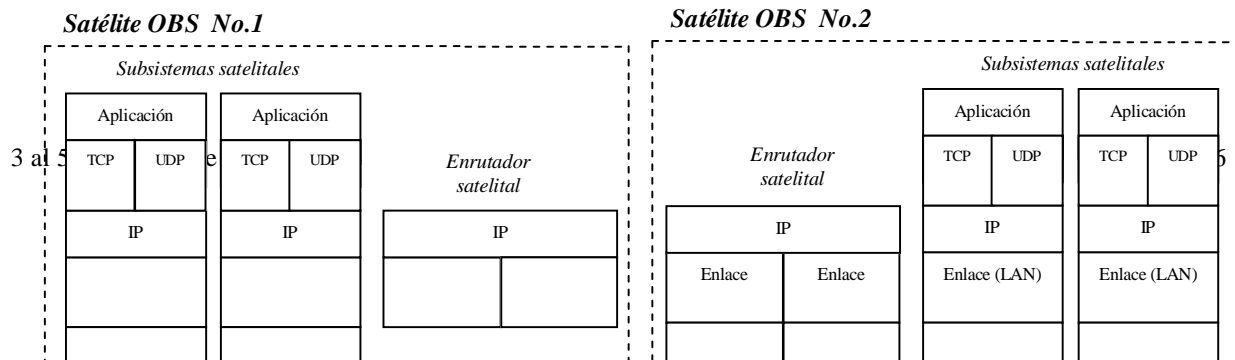


Figura 3. Pilas de capas para enlaces entre satélites de la arquitectura de OMNI

Estos satélites también tendrán la capacidad de soportar internamente una red de área local (LAN), primordialmente del tipo Ethernet. Esta red LAN a bordo permitirá intercomunicar directamente cualquiera de los subsistemas internos del satélite (rastreo, telemetría, comando, etc.) con las estaciones terrenas de control y telemetría. La estación terrestre interconecta la red satelital, las redes de cobertura amplia (WAN) y las redes de área local de la estación. La red local de la estación generalmente utiliza la tecnología de Fast-Ethernet o de Gigabit-Ethernet, mientras que, entre las redes WAN destaca principalmente Internet.

6.1. Control de Enlace de Datos de Alto Nivel (HDLC)

Generalmente, muchos enlaces de TCP/IP sobre canales satelitales utilizan el Protocolo Punto a Punto (PPP) [15]. Sin embargo, se están diseñando e implementado tecnologías satelitales que permitirán manejar de forma completa a IP en sus sistemas de comunicación. Estos sistemas usarán una trama de HDLC, lo que creará una interconexión más directa con los enrutadores comerciales existentes [14]. Las ventajas que

posee HDLC es que soporta tramas de longitud variable, posee un código de redundancia cíclica (CRC) para detección y corrección de errores, y no se ve afectado por los retardos de propagación del satélite. La figura 4 muestra las interfaces de comunicación en el satélite del proyecto OMNI, correspondiente a los equipos de radio frecuencia, codificación / decodificación y enrutador IP comercialmente disponible.

El proyecto OMNI tiene considerado varios mecanismos de encapsulamiento comercialmente disponibles para ser utilizados sobre HDLC. El mecanismo elegido para esta función es generalmente Frame Relay, ya que no requiere enlaces bidireccionales y puede ser manejado como estándar por los diferentes vendedores. Los enrutadores comerciales que soportan HDLC permiten tasas de transmisión de alrededor de 51 Mbps, aunque en muchas ocasiones depende del sistema de físico (hardware) implementado. Una propuesta para proporcionar enlaces satelitales de mayor velocidad es usar un formato de paquete sobre estándares síncronos como la jerarquía digital sincronía (SDH) y la red óptica sincronía (SONET); sin tener que emplear celdas ATM

satelitales. Otra propuestas son la Difusión de Video Digital (DVB) y el Protocolo de Trama Genérico (GFP).

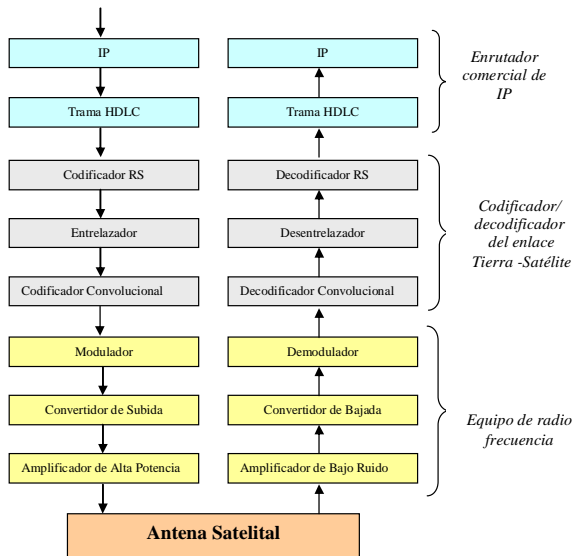


Figura 4. Interfaces de comunicación satelital del proyecto OMNI

6.2. Protocolos TCP/IP y UDP

Algunos tipos de redes como ATM, se diseñaron para soportar QoS para flujos de tráfico específico [9]. Aunque ATM sobre satélites ha sido propuesto para resolver cuestiones de QoS sobre enlaces satelitales, la mayoría de equipo de comunicaciones satelital no está diseñado para transportar tráfico ATM. Otra desventaja de S-ATM radica en que es necesario agregar aproximadamente un 10% de bits adicionales de encabezado por cada celda. Además, por el tamaño de las celdas ATM, generalmente es necesario fragmentar los paquetes IP. Esto agrega complejidad al sistema, ya que si una celda se pierde, entonces se pierde un paquete completo de IP. Actualmente, ya que un gran número de servicios y aplicaciones transportan los protocolos de Internet, es necesario que los sistemas satelitales se comuniquen fácilmente con los sistemas terrestres, usando las tecnologías de Internet. Lo anterior, permite entender que las redes satelitales basadas en este tipo de protocolos

representan una oportunidad real de ofrecer estos servicios al usuario. La evolución de la Internet y la expansión de las aplicaciones multimedia, resaltan la necesidad de investigar arquitecturas, técnicas y configuraciones de dispositivos que garanticen cierto nivel de QoS; de tal forma que la QoS se extienda hacia conexiones IP en un escenario heterogéneo y de banda ancha. Esto implica que este modelo no sólo incluye las estaciones terrestres fijas, sino también las móviles, además de los sistemas satelitales. Se tiene entonces que IP con garantía de QoS y plataformas de satélites multimedia, convergerán con el objetivo de ofrecer calidad de servicio al usuario final [16].

6.3. Protocolo IP

Para la implementación de las garantías de servicio en redes TCP/IP por satélite, es necesario mejorar las características de IP, de modo que pueda ofrecer diferentes niveles de servicios a los flujos de tráfico, mediante alguna de las arquitecturas de QoS (servicios diferenciados e integrales). Los algoritmos basados en servicios diferenciados (DiffServ) utilizan el campo de prioridad dentro del paquete IP para diferenciar el servicio ofrecido, mientras que, en el caso de IntServ se asigna previamente los recursos y se reserva una parte del ancho de banda para un tráfico específico. Los servicios integrales (IntServ) presentan problemas de escalabilidad, algo que es posible manejar con el modelo Diffserv. Existen algunas propuestas para garantizar los niveles de QoS para aplicaciones IP dentro de un sistema global, asumiendo un modelo IntServ IP en el sistema de acceso satelital, combinado con redes terrestres IP con capacidad de DiffServ [17-18].

6.4. Protocolo TCP

TCP es un protocolo orientado a conexión que utiliza los servicios del nivel IP, al mismo tiempo permite la multiplexación, y recuperación de datos, garantizando la secuencia de entrega. TCP realiza un control de flujo, a través de un mecanismo de ventanas, en donde el receptor indica al emisor la cantidad de datos que puede enviar. Aunque, se ha

incrementado el interés por transportar tráfico de Internet sobre enlaces satelitales, estudios muestran que TCP tiene un pobre desempeño en el contexto de comunicaciones por satélite. El retardo de propagación, especialmente en los GEOS, afecta seriamente el desempeño del TCP. Uno de los problemas es que el tiempo que tarda en llegar el reconocimiento de un segmento, puede ser mayor que el requerido para transmitir los segmentos permitidos por el mecanismo de ventana. El tiempo límite de retransmisión (RTO) es importante para evitar congestión, si llega a ser muy corto resultará en transmisiones innecesarias, en cambio si el tiempo es muy largo se desperdiciará ancho de banda. La característica asimétrica del ancho de banda de los enlaces satelitales (generalmente, mayor en el enlace descendente) acarrea problemas en el caudal eficaz (throughput) del enlace. Esto se debe a que la tasa de flujo de los reconocimientos es muy lenta. Por lo tanto, el enlace satelital debe proporcionar una asimetría moderada (aproximadamente 50:1) para no afectar el caudal eficaz. De igual manera, las principales pérdidas de paquetes en redes terrestres son derivados de congestiones en la red, no obstante en una red satelital estas pérdidas se presentan por el ruido en el canal de comunicaciones. Este problema aumenta en un sistema satelital, ya que TCP no posee un mecanismo para distinguir las pérdidas por congestión, de las pérdidas a consecuencia del ruido. Esto significa que al incrementarse el nivel de ruido en el canal satelital, se reduce el caudal eficaz al incrementarse los tiempos muertos de las retransmisiones. Se han propuesto algunas soluciones para estos problemas, uno de ellas se denomina “engaño” (spoofing) y no implica la necesidad de realizar modificaciones a los protocolos TCP/IP [19]. En esta técnica, el nodo cerca de la fuente envía reconocimientos, dando la impresión a la fuente de una ruta de corto retardo de propagación. Se pueden observar algunas desventajas, como son el incremento del trabajo para el enrutador, además de que se perderían los datos si el enrutador quedase fuera de servicio. Otra propuesta para resolver el problema del límite

de tamaño de ventana de TCP, consiste en expandirla en un factor, adecuándola a los requerimientos de los retardos en satélites. Para el problema de la medición de RTO, se propone un mecanismo que consiste en mandar junto a los segmentos de datos un contador de tiempo (timestamp), el cual es devuelto por el receptor, permitiendo calcular más exactamente los tiempos de ida y vuelta (RTT) para cada reconocimiento. Debido a que el canal satelital es considerado como “ruidoso”, es necesario aplicar técnicas de corrección de errores de envío (FEC) bastante eficientes, de manera que el enlace satelital opere a una tasa de error de 10^{-7} o mejores. A estas tasas de error será posible incrementar el porcentaje de utilización del ancho de banda hacia un teórico máximo de alrededor de 92%. Existe también la propuesta de un servidor “Web caching”, el cual permite a los usuarios de la red satelital conectarse a este servidor para no activar conexiones TCP, cuando el contenido solicitado se encuentra en la memoria del servidor Web. De esta manera, se reduce la latencia de conexión y el consumo de ancho de banda.

6.5. Protocolo UDP

UDP es un protocolo de transporte no orientado a conexión diseñado para operar sobre IP. Entre sus funciones primarias destacan la detección de error y multiplexación, ya que el formato de UDP es simple y tiene poco encabezado. Con UDP, los paquetes son direccionados y enviados a sus usuarios finales sin la necesidad de una fase de conexión (handshaking). Las ventajas que posee UDP son que: a) puede trabajar correctamente enlaces asimétricos, b) no es necesario un establecimiento previo de conexión, c) es insensible a los retardos, y d) posee la capacidad de multienvío. Estas características hacen que UDP se ajuste para comunicaciones satelitales. Las desventajas que presenta UDP son que no proporciona un control de flujo ni un transporte confiable. En caso de no efectuar modificaciones importantes al TCP para adaptarlo a las condiciones del canal satelital, se espera que UDP

sea el protocolo más utilizado no sólo en sistemas satelitales sino espaciales [14].

7. CONCLUSIONES

Las conclusiones de este trabajo de investigación son las siguientes: a) el tipo de constelación satelital, ya sea LEOS, MEOS, GEOS o combinaciones de ellas, repercute en la cobertura, portabilidad del equipo y servicios ofrecidos al usuario; b) un protocolo MAC satelital debe proporcionar calidad de servicio a través de un algoritmo de admisión, el cual permitirá definir a cada usuario un contrato de calidad de servicio, al establecerse un mejor control del flujo de datos. Las redes satelitales serán capaces de soportar tráfico multimedia e interactivo en tiempo real, por lo que deberán garantizar una mayor optimización del uso del ancho de banda al existir control de admisión a los nuevos flujos de datos, teniendo en cuenta el tráfico actual de la red; d) los futuros sistemas satelitales de comunicación tendrán la necesidad de cambiar el formato de los datos a bordo del satélite y en el enlace espacio-terrestre. Esta migración de formatos de los datos a bordo del satélite estará orientada hacia formatos utilizados por dispositivos de Internet, lo que permitirá usar dispositivos de red comercialmente disponibles en las estaciones terrenas. Por esta razón, los protocolos TCP/IP deben evolucionar para proporcionar una calidad de servicio y seguridad a las conexiones de los usuarios, además de adaptarse a las condiciones satelitales; Finalmente, las futuras redes satelitales tendrán que considerar estos factores mencionados en las conclusiones, con el objetivo de que el usuario tenga el nivel de servicio que ha solicitado.

8. REFERENCIAS

- [1] J. Farserotu, "A Survey of Future Broadband Multimedia Satellite Systems, Issues and Trends". IEEE Communications Magazine. Vol. 38(6): pp. 128-133, Junio 2000.
- [2] Y. Bernet, "The Complementary Roles of RSVP and Differentiated Services in the Full-Service QoS Network", IEEE Communications Magazine, Vol. 38(2): pp. 154-162, Febrero 2000.
- [3] B. Forouzan, Transmisión de datos y redes de comunicaciones, McGrawHill, Segunda Edición, Madrid, 2002.
- [4] S. Kota, K. Pahlavan, P. Leppanen, Broadband Satellite Communications for Internet Access, Primera Edición, KAP. Massachussets, USA, pp. 77-94, 2004.
- [5] N. Ghani, S. Dixit, "TCP/IP Enhancements for Satellite Networks", IEEE Communications Magazine, Vol. 37(7), pp. 64-72, Julio 1999.
- [6] G. Maral, M. Bousquet, Satellite Communications Systems, Cuarta edición, John Wiley & Sons, Ltd, Inglaterra, pp. 757-760, 2003.
- [7] L. Guijarro, Redes ATM Principios de Interconexión y su aplicación, Ra-Ma, Primera edición, Madrid, 2000.
- [8] I. Mertzanis, G. Sfikas y R. Tafazolli, "Protocol Architectures for Satellite ATM Broadband Networks", IEEE Communications Magazine, Vol. 37(3): pp. 46-54, 1999.
- [9] J. García Tomás, J. Raya Cabrera y V. Rodrigo Raya. Alta velocidad y calidad de servicio en Redes IP, Alfaomega. Primera edición, México, D.F, 2002.
- [10] I. Akyildiz, y J. Seong-Ho. "Satellite ATM Networks: A Survey". IEEE Communications Magazine. Vol. 35(7): pp. 30-40, 1997.
- [11] M. Vázquez-Briseño, Análisis de parámetros de calidad de servicio en redes de cobertura amplia por satélite, Tesis de Maestría en Ciencias, CICESE. Ensenada, B.C., 2001.
- [12] ITU-T, Recomendación G.861. "Principios y directrices para la integración de sistemas de satélite y de radio enlaces en las redes de transporte con jerarquía digital síncrona". Ginebra, 1996.
- [13] D. Connors, et al, "Modeling and Simulation of Broadband Satellite Networks Part 1: Medium Access Control for QoS Provisioning", IEEE Communications Magazine, Vol. 37(3): 72-79, Marzo 1999.
- [14] Hogie, K., Criscuolo, E., R. Parise, "Using Standard Internet Protocols and Applications in Space", Computer Networks and ISDN Systems, pp.603-650, 2005, Página Web: <http://www.csc.com/cscworld/042006/fa/documents/StandardIPinSpace2006.doc>.
- [15] S. Joo, T. Wan, "Quality of Service (QoS) Issues over Satellite Links", Proceedings APAN 2000, Beijing, China, Agosto 2000, Página Web:

<http://nrg.cs.usm.my/~tcwan/Papers/APAN00-Sat-QoS.pdf>.

- [16] D. Adami, M. Marchese, L. Simone, “*TCP/IP-Based Multimedia Applications and Services over Satellite Links: Experience from an ASI/CNIT Project*”, IEEE Personal Communications, Vol. 8(3): pp. 20-27, Junio 2001.
- [17] A. Iera, A. Molinaro, “*Designing the Internetworking of Terrestrial and Satellite IP-Based Networks*”, IEEE Communications Magazine, Vol 30(2): pp. 136-144, Febrero 2002.
- [18] A. Iera, A. Molinaro, S. Marano, “*IP with QoS Guarantee via Geo Satellite Channels: Performance Issues*”, IEEE Personal Communications, Vol. 8(3): pp.14 -19, Junio 2001.
- [19] Y. Hu, V. Li, “*Satellite-Based Internet: A Tutorial*”, IEEE Communications Magazine, Vol. 39(3): pp. 154-162, Marzo 2001.

APLICACIONES JAVA / C / USB ORIENTADOS A DOMÓTICA

Ing. Baruch Hernández Samantha, Ing. Hernández Munguía Lucía,
Ing. Colorado Cháirez Ángel Mario, Ing. García Ramírez Iris Itzel
M.C. Toledo Álvarez José Ángel.

División de Posgrado, Maestría en Ingeniería Electrónica, Instituto Tecnológico de Minatitlán
Blvd. Institutos Tecnológicos s/n Colonia Buena Vista Norte C.P. 96848
Minatitlán, Veracruz, México Tel. (922) 222 4345 Fax (922) 222 4346
Correo electrónico: sam_bac_her@yahoo.com.mx

RESUMEN

Se presenta el desarrollo de un sistema de control inteligente con aplicaciones en Domótica, basadas en la integración del lenguaje de alto nivel JAVA con el estándar USB (Bus Serie Universal). Se elabora un programa en JAVA capaz de utilizar los puertos USB de una PC para el control y manejo de dispositivos periféricos, en el caso de sus aplicaciones en Domótica, los dispositivos a controlar corresponderán a los presentes en una vivienda. El PIC18F4550 nos permite crear un puerto serie virtual utilizando el lenguaje de programación C, el cual se comunica físicamente con la computadora a través del puerto USB, y virtualmente con el programa de JAVA, añadiendo una etapa de potencia necesaria para algunos dispositivos utilizados. Los resultados obtenidos en nuestro sistema de control, son en base al desarrollo de un prototipo a escala de una casa-habitación.

Palabras clave: Domótica, automatización de viviendas inteligentes, API comunicación JAVA, USB, interfaz, compilador.

I. INTRODUCCIÓN

Domótica es la integración de las diferentes tecnologías presentes en el hogar, con el objetivo de lograr un control y automatización de ellas, mejorando aspectos de seguridad y confort. Desde sus inicios, la Domótica siempre ha contemplado la optimización de los recursos disponibles, principalmente el ahorro de energéticos. En la actualidad existen sistemas de control Domótico

los cuales se manejan mediante lenguajes de alto nivel, como HTML, C++, Visual Basic, JAVA, siendo este último uno de los lenguajes de programación con una amplia visión en el manejo y control de aparatos electrónicos. Los lenguajes de alto nivel nos dan la posibilidad de escribir códigos independientes de la máquina, los cuales nos permiten programar de una manera clara y sencilla.

Existen algunos estándares europeos relacionados con los sistemas de automatización en un ambiente Domótico tales como: Tecnología X-10, Sistema Domótico EIB, EHS, y normas relacionadas con el sistema de cableado en los hogares como: REBT, ICT, que regulan las instalaciones eléctricas.

En los países europeos la Domótica se ha introducido de manera regular, debido a la asociación que se realiza con alta tecnología, Sin embargo, implementando éste prototipo podemos darnos cuenta de que no se requiere de sistemas muy elaborados y con alto costo, sino lo contrario, utilizando el lenguaje de JAVA en conjunto con el estándar USB y el uso de sistemas digitales se logra un control integrado aplicado en un entorno Domótico.

En los sistemas donde están presentes aplicaciones Domóticas utilizando programación en JAVA, la interfaz electrónica utilizada para comunicarse con el circuito de control son los puertos serie RS-232 y paralelo IEEE-1284, debido a que la librería del API de comunicaciones (javax.comm) limita su uso a estos puertos. Sin embargo una de las

tecnologías de mayor aplicación para la conexión de dispositivos periféricos en la actualidad es el protocolo USB, por lo que se decidió buscar la forma de integrarlo con JAVA.

II. OBJETIVO

Integrar el lenguaje de programación de alto nivel JAVA con el protocolo de comunicación USB (Bus Serie Universal), para el desarrollo de sistemas de control inteligente sobre dispositivos electrónicos presente en una casa (Domótica).

III. DESARROLLO

De manera general, el sistema de control se muestra en el diagrama a bloques de la figura 1. A través de la programación en JAVA, se desarrolla un sistema de control a ejecutarse en la PC se conecta al microcontrolador utilizando el protocolo de comunicación USB; el dato recibido por el microcontrolador es sacado de forma paralela a través de sus puertos, esta salida pasa por una etapa de potencia para finalmente aplicar el control sobre los dispositivos deseados.

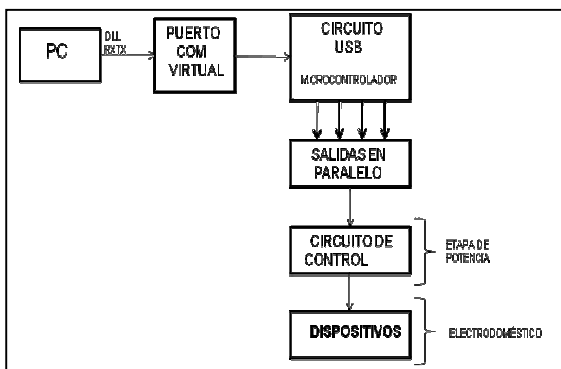


Figura 1. Esquema del Sistema de Control

IV. PROGRAMACIÓN EN JAVA

La librería que nos ofrece Java para lograr la comunicación del programa a ejecutar y el microcontrolador, se encuentra en el paquete "javax.comm", este proporciona el soporte para dispositivos serie y paralelo, sin embargo al no estar disponible su descarga en el sitio oficial de SUN Microsystems, se pueden utilizar como alternativa la librería genérica RXTX,

permitiéndonos de la misma manera, la manipulación de los puertos.

El microcontrolador permite crear un puerto serie virtual, el cual se comunica físicamente con la computadora a través del puerto USB, y virtualmente con el programa de JAVA. Además este microcontrolador se utiliza para proporcionar las diferentes salidas de control, convirtiendo la señal serie en paralelo.

Otras librerías utilizadas en el desarrollo del programa, también de gran importancia en la implementación son:

- Java.awt. Permite crear una interfaz gráfica con el usuario. Con este paquete podemos generar componentes gráficos como botones, menús, panel de tareas, áreas de escritura entre otras clases.

- Java.io. Este paquete contiene las clases de acceso a ficheros (entrada/salida): FileInputStream y FileOutputStream.

- Java.lang. Este paquete incluye las clases del lenguaje Java propiamente dicho: Object, Thread, Exception, System, Integer, Float, Math, String, etc.

- Java.util. Es una miscelánea de clases útiles para muchas cosas en programación. Se incluyen, entre otras, Date (fecha), Dictionary (diccionario), Random (números aleatorios) y Stack (pila FIFO).

Dentro de la estructura del programa generado en JAVA se encuentran una serie de instrucciones un tanto parecidas a los lenguajes más comunes. En la cabecera de éste encontraremos las librerías necesarias para el manejo de puertos, las librerías de uso común así como las que son para el manejo de ventanas y gráficos; dentro del cuerpo del programa se encuentra la declaración de las clases y superclases utilizadas, así como la declaración de sus respectivas variables de las cuales JAVA nos permite usarlas como variables estáticas y públicas, éstas últimas pueden ser utilizadas en todo el programa; también se realiza la identificación del puerto, el llamado de la variable

que recibe los datos del puerto y que realizará las instrucciones específicas de acuerdo al botón de acción. Por último es importante hacer mención que la programación en JAVA nos permite hacer el uso de excepciones que están destinadas, al igual que en el resto de los lenguajes que las soportan, para la detección y corrección de errores.

V. INTERFAZ GRÁFICA

La interfaz con el usuario para activar los diferentes eventos la proporciona una ventana en la cual se muestran diferentes botones, indicando cada uno el objeto a manipular y teniendo éste a su vez dos acciones dentro de su función que son las de encender y apagar. La figura 2 nos muestra la ventana de control a utilizar.



Fig. 2. Ventana de control

La acción del botón pulsado se envía al microcontrolador y éste a su vez al dispositivo indicado. Las diferentes propiedades de JAVA como lenguaje de alto nivel nos permiten crear un archivo ejecutable, así como un entorno más amigable con el usuario como lo es añadir gráficos o en todo caso el ambiente real de trabajo.

VI. LENGUAJE C.

Generalmente los microcontroladores se programan en ensamblador, debido a la complejidad del protocolo USB hemos optado por realizar la programación del mismo en un compilador de C, el "PIC C Compiler", el cual incluye librerías con soporte USB, incluyendo así otra herramienta importante dentro del sistema como lo es el lenguaje C, del cual ocuparemos sus ventajas para establecer la comunicación y

enlazarlo con otro lenguaje de alto nivel que en éste caso será como ya se ha mencionado: JAVA.

El "PIC C Compiler" soporta la gama baja y media de microcontroladores PIC; fue desarrollado para cumplir con las especificaciones del lenguaje ANSI C. Cuando la compilación es exitosa se producen tres tipos de archivos:

- Archivos con extensión **.hex** que permitirá grabar el programa ejecutable en el PIC por medio del uso de un dispositivo programador.
- El archivo con extensión **.asm** contendrá un listado en ensamblador del programa compilado con la información del mapeo de memoria. Estos archivos son muy útiles para el debugging de los programas y para determinar la cantidad de pasos de programas (ciclos de ejecución) que tiene la aplicación.
- Los archivos con extensión **.pre** contienen la información preprocesada del programa, #defines, #includes, etc. la cual es expandida y guardada en el archivo.

Beneficios en la aplicación:

- Está basado en el ANSI C.
- Soporte completo de la familia de microcontroladores PIC de 14 bit.
- Soporta interrupciones.
- Tipos de datos 8 y 16 bit - int, char, long, pointers, unsigned, etc.
- Reutilización de RAM.
- Instrucciones simples.

El diagrama de la figura 3, muestra el hardware mínimo necesario para hacer funcionar esta etapa del proyecto, la importancia se centra en el microcontrolador PIC18F4550 que cuenta con el manejo del puerto USB.

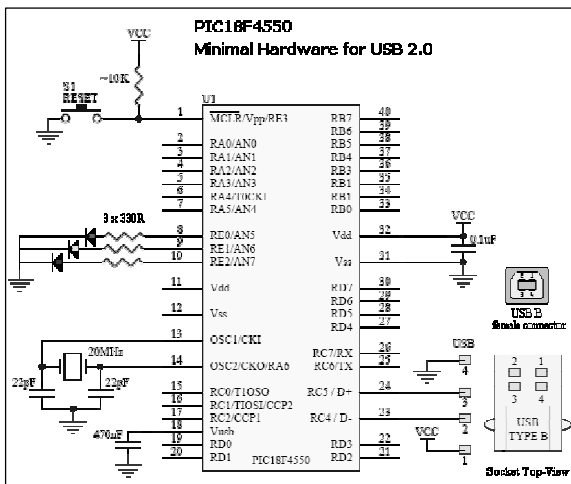


Figura 3. Diagrama del Hardware para el USB 2.0.

VII. PUERTO USB.

Como ya conocemos, el USB nace por la necesidad de crear conectores más sencillos y con mayores ventajas sobre los puertos serie y paralelo. Esta interfaz consta de 4 hilos, con una velocidad de 12 Mbps y además es "plug and play", lo cual nos ahorra tiempo en aplicación, distribuye 5V para alimentación, transmite datos y es en la actualidad la interfaz de comunicación con mayor alcance.

Hoy en día en una PC por lo general se pueden encontrar por lo menos tres conexiones USB disponibles, y algunas contarán con solo un puerto serial, otros modelos no muy recientes o demasiado completos contendrán por lo menos un puerto paralelo.

El estándar USB contempla varias clases de dispositivos para funcionalidades encontradas comúnmente en los dispositivos. Por ejemplo, existe una clase para las cámaras digitales, otra para los escáners, otra para las impresoras, etc. Las clases de dispositivos fueron inventadas para mejorar la interoperabilidad de los dispositivos. Así, cualquier sistema operativo que tenga un driver para trabajar con cámaras digitales puede leer fotos de la cámara digital que esté diseñada para cumplir las especificaciones de dicha clase de dispositivos.

En particular, para nuestro proyecto optamos por usar la clase de dispositivo CDC (Communication Device Class) que básicamente emula una conexión serie sobre el puerto USB. La razón por la cual optamos esta clase fue que el mecanismo de una conexión serie nos pareció un enfoque simple y efectivo para intercambiar simultáneamente información de control y datos. Además, al no haber ninguna clase prevista para control Domótico, una comunicación serie es el método más directo de implementar un driver propio puesto que solo basta con enviar y recibir cadenas de caracteres. En conclusión, escogimos la clase CDC por su sencillez y flexibilidad.

En comparación con la velocidad de transferencia de datos, el estándar USB 1.1 tenía dos velocidades de transferencia: 1.5 Mbit/s para teclados, mouse, joysticks, etc., y velocidad completa a 12 Mbit/s. La mayor ventaja del estándar USB 2.0 es añadir un modo de alta velocidad de 480 Mbit/s. En su velocidad más alta, el USB compite directamente con FireWire. Un puerto paralelo entre 600 Kbps a 1,5 Mbps. Un puerto serial puede llegar hasta 112 Kb/s.

VIII. ETAPA DE CONTROL

Los sistemas digitales son los encargados de controlar a otros sistemas, como en este caso, el microcontrolador realiza funciones de control que necesitan estar interconectadas a una etapa de manejo de potencia, para actuar sobre cargas resistivas o inductivas en sistemas de iluminación, ventilación, etc.

En esta última etapa, se realiza la adaptación del circuito a un dispositivo real; se realiza el diseño de un circuito que nos proporcione la suficiente corriente para poder encender cualquier equipo, a la vez nos brinde protección contra alguna descarga.

El driver utilizado es el TC4424, fue elegido debido a sus características con respecto al voltaje. Este chip tiene 8 pines. Dos de ellos son para la alimentación (5v), dos para las entradas de baja corriente y dos para las salidas de media/alta corriente. Es un dispositivo realmente sencillo de

utilizar. Cada vez que apliquemos un 1 (alrededor de 5v) en las entradas de baja corriente, obtendremos un 1 (5v) en las de salida de media/alta corriente. Cada vez que apliquemos un 0 (alrededor de 0v) en las entradas de baja corriente, obtendremos un 0 (0v) en las de salida de media/alta corriente. Cada chip tiene dos entradas y dos salidas, así que podremos utilizar un chip para cada elemento.

En figura 4, se muestra la conexión eléctrica entre los elementos en primer lugar para el prototipo en fase uno, el cual consistió en controlar elementos de CD., implementados en un prototipo casa-habitación, utilizando un sistema a escala donde las lámparas incandescentes son representadas por LED's y equipos como ventiladores por dispositivos semejantes operados a corriente directa utilizando una interfaz apropiada; consiguiéndose así, una manera didáctica de comprender su aplicación en Domótica.

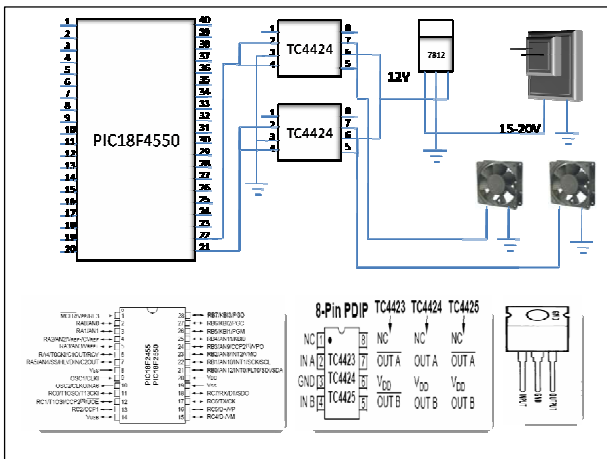


Figura 4. Circuito eléctrico para elementos en CD.

En una aplicación a dispositivos de CA, se utilizan los relevadores, la ventaja de utilizarlos es la completa separación eléctrica entre la corriente de accionamiento y los circuitos controlados por los contactos lo que facilita el uso de altos voltajes o elevadas potencias con pequeñas tensiones de control y la posibilidad de control de un dispositivo a distancia mediante el uso de pequeñas señales de control.

Cuando el relevador se excita, la laminilla cambia su posición y es entonces cuando el ventilador recibe la señal de CA, en caso contrario no trabaja el ventilador. Esta implementación es útil para cualquier electrodoméstico que se quiera controlar.

IX. ANÁLISIS DE RESULTADOS

La razón de buscar integrar el lenguaje JAVA con el protocolo USB, es principalmente para trabajar con equipos electrónicos o mecánicos monitoreados desde un computador, y al no tener disponibles librerías para la utilización de este tipo de puertos, se crea un puerto serie virtual en el microcontrolador y así implementar nuestro sistema de control.

Los resultados obtenidos se basan en el prototipo a escala de una casa-habitación, en la cual se manipula la iluminación de la “casa” y se conectaron dos ventiladores operados a corriente directa. A través de nuestra interfaz gráfica, realizamos el encendido y apagado de los LED's en los diferentes espacios creados, los cuales constan de una sala, comedor, cocina y un baño. En la figura 2, previamente descrita se pueden observar cada uno de los botones que presenta nuestro prototipo, y al hacer la activación de los dispositivos mencionados esta es inmediata.

La parte final que es la etapa de potencia, es relativamente sencilla en comparación con la programación que se requiere para la PC y el microcontrolador, los resultados obtenidos son satisfactorios y visibles desde la salida paralela que el microcontrolador proporciona a los dispositivos eléctricos (sean lámparas o electrodomésticos).

El lenguaje de programación JAVA permite realizar una variedad de proyectos relacionados con el manejo de puertos, adaptándose a las necesidades del usuario, con la posibilidad de interactuar con ventanas de control. Incluso a partir de esto, otra manera de utilizar las aplicaciones de JAVA junto con el lenguaje C sería modificar nuestro sistema de ahorro de energía, en los cuales de acuerdo a la cantidad de luz solar presente o incluso con presencia humana

realicemos el control de la iluminación en el ambiente Domótico, siendo pauta para futuros proyectos de programación.

El control inteligente aplicado al prototipo ha sido implementado favorablemente, lográndose así el objetivo planteado, consiguiendo así una manera didáctica de comprender su aplicación en Domótica.

X. CONCLUSIONES

Las tecnologías de la información aplicadas al ámbito doméstico (Domótica) al igual que otras áreas de las tecnologías de la información, están en pleno proceso de convergencia y estandarización.

En la actualidad existen ambientes Domóticos que son manejados mediante la programación en JAVA, sin embargo en México solo se considera en lugares donde se trabaje con ramas profesionales de Mecatrónica o Robótica. Así que tomamos los lenguajes de programación actuales y a través del estándar USB buscamos introducirnos en el desarrollo de arquitecturas inteligentes.

La flexibilidad del lenguaje de programación JAVA permite realizar una variedad de proyectos relacionados con el manejo de puertos. De modo experimental o como innovación, la programación en JAVA es una herramienta útil para la manipulación y control de dispositivos diversos.

Se dará seguimiento al proyecto buscando optimizar el uso del puerto USB para crear un sistema completamente inalámbrico, utilizando las librerías de JAVA se podría incluir un servicio integrado a Internet con el fin de poder realizar un monitoreo en tiempo real a larga distancia de las actividades que se realicen en nuestro entorno Domótico, así como un control a distancia de éste mismo.

XI. REFERENCIAS

- [1] Deitel, H y Deitel, P.J. “*Como programar el C/C++ y JAVA*”. Pearson Educación, México, 4ta. Edición, 2004.
- [2] Froufe, A, “*JAVA 2: Manual y tutorial de JAVA*”. Ra-Ma Editorial, España, 4ta. Edición, 2006.
- [3] Quinteiro José Ma., Lamas Javier, Sandoval Juan D. “*Sistemas de control para viviendas y edificios: domótica*”. Editorial Paraninfo. España, 2005.
- [4] Romero, Cristóbal, Vázquez, Francisco, De Castro, Carlos. “*Domótica e Inmótica. Viviendas y edificios inteligentes*”. Editorial Ra- Ma. España, 2005.
- [5] Maloney, J. Timothy. “*Electrónica industrial. Dispositivos y Sistemas*”. Editorial Prentice Hall Hispanoamericana. México, 2000.
- [6] Romero, Cristóbal, Vázquez, Francisco, De Castro, Carlos. “*Domótica e Inmótica. Viviendas y edificios inteligentes*”. Editorial Ra- Ma. España, 2005.
- [7] RXTX : The Prescription for Transmission. <http://users.frii.com/jarvi/rxtx/index.html>. Ultima visita 16:36 hrs 04/sep/2007.

ARREGLO BIDIMENSIONAL DE MICRÓFONOS PARA LA LOCALIZACIÓN DE FUENTES DE SONIDO BASADOS EN LA HOLOGRAFÍA ACÚSTICA DE CAMPO CERCANO.

Amaro Hernández César, Vera Pérez Maximiliano, Bravo Zanoguera Miguel

Universidad Autónoma de Baja California
Facultad de Ingeniería
Blvd. Benito Juárez s/n, ex-ejido Coahuila
C.P. 21280 Mexicali, B.C.
cesaramaro@uabc.mx, mbravo@info.rec.uabc.mx

RESUMEN

En este trabajo se presenta un sistema para la localización de fuentes de sonido, compuesto por un arreglo bidimensional de micrófonos que consta de una matriz de 8 x 8 micrófonos omnidireccionales Panasonic WM-61. El método de localización está basado en la holografía acústica de campo cercano (NAH). Se expone brevemente la teoría básica de NAH, y su implementación práctica en la visualización de la radiación acústica y localización de fuentes de sonido.

Utilizando ocho multiplexores de 8x1 combinados con una tarjeta de adquisición, los datos de 64 canales son adquiridos mediante un barrido sobre el arreglo de micrófonos para completar un área denominada plano holográfico. Con esta información y aplicando la técnica NAH se reconstruyen los campos acústicos en planos paralelos entre la fuente de sonido y el plano de medición, logrando visualizar la radiación acústica de una fuente de sonido antes de que esta fuera medida.

Como resultado de este trabajo se muestra la reconstrucción de campos acústicos de pequeñas bocinas de 2 centímetros de diámetro y 0.2 watts operando a 2 KHz que se pueden considerar como fuentes de sonido controladas. Por último, se presenta un caso más complejo, la localización de fuentes de sonido en un motor eléctrico.

I. INTRODUCCIÓN

Desde su concepción en 1980 la holografía acústica de campo cercano (NAH) ha mostrado ser una herramienta poderosa en la reconstrucción de la radiación acústica proveniente de estructuras vibrantes basada en la medición de presiones acústicas en un plano holográfico. En holografía se asume que la resolución espacial en la reconstrucción de una imagen está limitada por la longitud de onda de la radiación. Esto es cierto en holografía óptica y usualmente asumida en holografía acústica [1]. En trabajos como los de J.D. Maynard, W.A. Veronesi y E.G. Williams [2-3] se pueden encontrar algunas propuestas de esta técnica y sus aspectos prácticos de su implementación.

En la actualidad se han desarrollado los medios teóricos y numéricos para la visualización de campos de sonido. Muchos de ellos no han podido ser implementados prácticamente en aplicaciones específicas como el control de ruido. Uno de los problemas que hacen difícil el control del ruido es la invisibilidad del ruido o el sonido. Algunas veces una imagen visual del sonido ayuda a determinar un medio apropiado para su control [4].

En el ámbito de la investigación, el análisis de campos de sonido está siendo utilizado para el control de ruido dentro de aeronaves, radiación del sonido bajo el agua producida por los barcos, detección y localización de fuentes de sonido en aquellos lugares donde las imágenes ópticas son difíciles

de captar por las condiciones mismas del lugar como puede ser el fondo del mar. En este sentido, se han desarrollado técnicas como holografía acústica, que tienen como objetivo el reconstruir campos acústicos propagados en tres dimensiones basados en la medición de presión acústica en un plano que contiene un arreglo de sensores electroacústicos.

El estudio e implementación de arreglos de sensores se originó hace más de veinte años. Gracias a la investigación y desarrollos experimentales logrados hasta hoy en día, este campo ha madurado al punto en que la tecnología basada en arreglo de sensores tiene ahora una inmediata aplicabilidad a un número de sistemas y un vasto potencial para la implementación de productos existentes y la creación de futuros dispositivos. En trabajos como los presentados en [6,8] se enfocan en la utilización de NAH para la localización de fuentes de ruido en maquinaria.

Lo que a continuación se presenta es la implementación de la técnica NAH para la localización de fuentes de sonido, utilizando un arreglo bidimensional de micrófonos haciendo uso de dispositivos de bajo costo y tiempos de medición y procesamientos cortos, así como su utilización en máquinas eléctricas rotatorias.

III.- MARCO TEÓRICO

Considérese una distribución de presión en estado estable $p(x, y, z)$ de una fuente en el semiespacio $z > 0$. Esta presión puede ser expresada únicamente y completamente por una suma de ondas planas y evanescentes. Cada una de estas ondas podrá hacer que p tenga diferentes amplitudes y fases que tomaremos en cuenta utilizando el término $P(k_x, k_y)$ que depende de dos números de onda k_x y k_y . Se debe tener en mente que estos números de onda son variables independientes y que el

número de onda k_z depende de ellos, es decir

$$k_z = \sqrt{k^2 - (k_x^2 + k_y^2)}, \quad (1)$$

además, el número de onda $k = \omega / c$, donde c es la velocidad de propagación que para el espacio libre es de 340 m/s. Con lo anterior se espera que cualquier distribución de presión de una fuente en el espacio libre sea expresada como la suma

$$p(x, y, z) = \sum_{k_x} \sum_{k_y} P(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y + k_z z)} \quad (2)$$

Para un problema general, debido a la extensión infinita en las direcciones x y y la suma dada por la ecuación (2) se representa de manera continua

$$p(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} dk_x \int_{-\infty}^{\infty} dk_y P(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y + k_z z)} \quad (3)$$

Ahora considere la interpretación de la cantidad compleja $P(k_x, k_y)$ de la ecuación (2). Si $z=0$ en esta ecuación se tiene que

$$p(x, y, 0) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} dk_x \int_{-\infty}^{\infty} dk_y P(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y)} \quad (4)$$

Esta es una expresión para la presión en el plano infinito $z = 0$. Además las integrales revelan que se trata dos transformadas inversas de Fourier, en k_x y k_y respectivamente. Así la cantidad compleja $P(k_x, k_y)$ está dada por la transformada de Fourier en dos dimensiones

$$P(k_x, k_y) = \int_{-\infty}^{\infty} dx \int_{-\infty}^{\infty} dy p(x, y, 0) e^{-i(k_x x + k_y y)} \quad (5)$$

La transformada de Fourier garantiza que cualquier distribución de presión $p(x, y, 0)$ puede ser expresada por la ecuación (4). La cantidad $P(k_x, k_y)$ es llamada espectro angular.

Una vez que $P(k_x, k_y)$ es conocido entonces la ecuación (3) puede ser

utilizada para determinar el campo de presión sobre un volumen tridimensional desde $z = 0$ hasta infinito. Esta propiedad de extrapolar campos de un plano a otro es una herramienta poderosa para aplicaciones numéricas y experimentales, y es parte fundamental de la holografía acústica de campo cercano [5].

Otra forma de expresar esta extrapolación es notar que la transformada de Fourier de la presión en un plano $z = \text{constante}$ está relacionada con la transformada de Fourier de la presión en el plano $z = 0$ por

$$\mathfrak{F}_x \mathfrak{F}_y [P(x, y, z)] \equiv P(k_x, k_y, z) = P(k_x, k_y) e^{ik_z z} \quad (6)$$

tal que las amplitudes de las ondas planas solo sufren un cambio de fase (para k_z real) desde un plano horizontal a otro. Entonces la expresión general para extrapolar el espectro angular en un plano $z = z'$ al plano $z = z$ está dado por

$$P(k_x, k_y, z) = P(k_x, k_y, z') e^{ik_z(z-z')} \quad (7)$$

Hay que observar de la ecuación (1) que si $k_x^2 + k_y^2 > k^2$ entonces k_z es puramente imaginario, entonces la ecuación (7) queda como

$$P(k_x, k_y, z) = P(k_x, k_y, z') e^{-|k_z|(z-z')} \quad (8)$$

que representa a las denominadas ondas evanescentes que rápidamente decaen exponencialmente en el campo cercano. Las ondas evanescentes son parte fundamental en la localización de fuentes de sonido, y su adquisición es indispensable en la técnica NAH.

IV. DESARROLLO EXPERIMENTAL

La matriz de 8 x 8 sensores aquí expuesto consta de micrófonos de electroto, omnidireccionales de 6 mm de diámetro, Panasonic WM-61. Cada uno de ellos está alojado en pequeños

tubos de plástico y estos a su vez están soportados mecánicamente con amarres en una estructura en forma de rejilla tal y como se puede observar en la figura 1.



Figura 1. Estructura de soporte para el arreglo de micrófonos.

Los micrófonos son conectados mediante cables coaxiales a una etapa de polarización requerida por los transistores de efecto de campo contenidos internamente en cada uno de los sensores con el fin de reducir la alta impedancia de salida que presentan.

Las siguientes etapas constan de un circuito multiplexor, circuito amplificador y de ahí a una tarjeta de adquisición de datos multifunción National Instruments DAQCard-6024E controlada por una computadora personal.

El procedimiento para la captura de los 64 canales de que consta el instrumento es a través de un barrido (multiplexeo). Se va adquiriendo las señales de la matriz de micrófonos renglón por renglón; para esto son utilizadas las salidas digitales de la tarjeta de adquisición. Se utiliza en principio como fuente de sonido una bocina de 2 cm de diámetro y 0.2 watts de potencia y unida a ésta un micrófono de referencia. Esta referencia tiene por objetivo calcular la fase en el plano holográfico de cada una de las señales. Los datos son procesados en una interface gráfica diseñada en Matlab y de la cual podemos obtener información como: señales filtradas y no filtradas,

espectros de frecuencia, gráfica de fases, distribución de presiones tanto en el plano de medición como en otros planos paralelos a este. La figura 2 muestra un esquema general del procedimiento seguido para la adquisición de las señales.

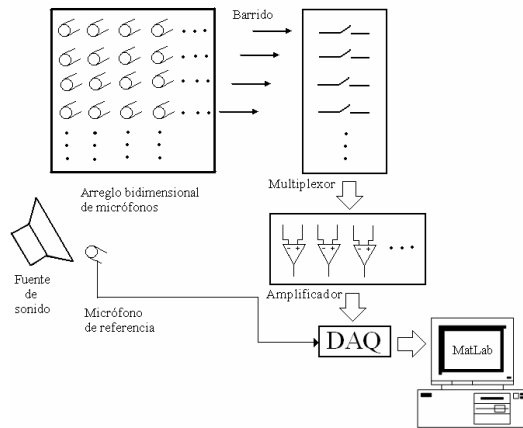
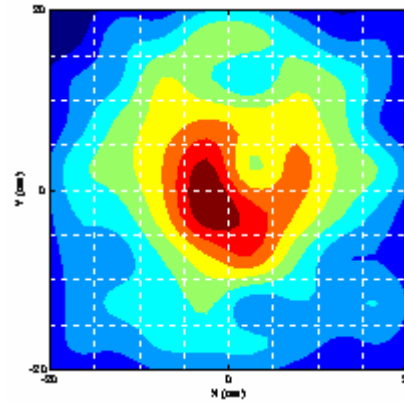


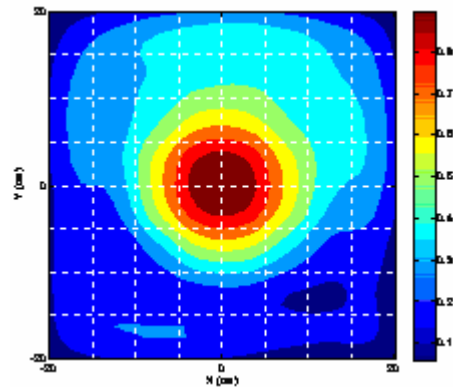
Figura 2. Esquema general del desarrollo experimental.

V. RESULTADOS

En la figura 3(a) se muestra la distribución de presiones en el plano de medición de una sola bocina excitada a 2 KHz y localizada a 9 cm de distancia de la matriz de sensores. La bocina fue colocada de tal manera que coincidiera con la parte central del arreglo, es decir, en la coordenada (0,0). En esta misma figura se puede observar en color rojo oscuro como el campo de sonido es más intenso alrededor de esta coordenada; a medida que uno se aleja del origen la radiación acústica disminuye.



a)

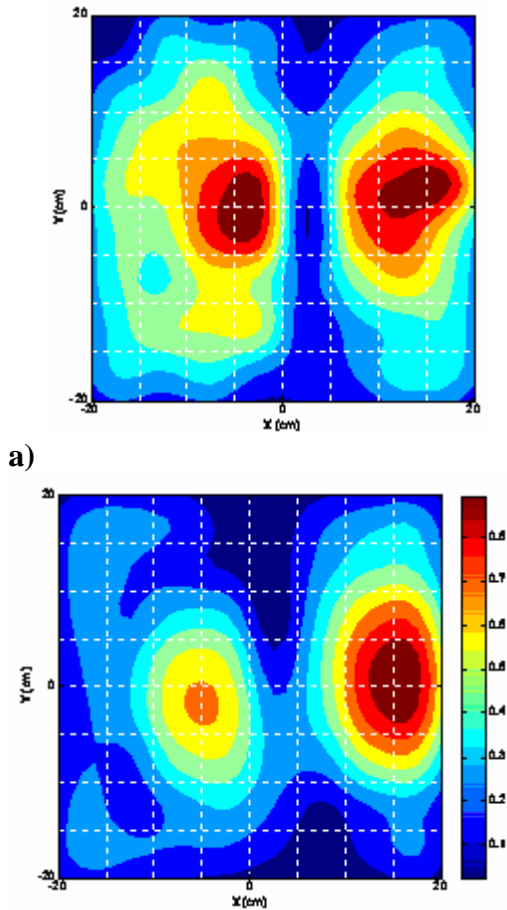


b)

Figura 3. a) Distribución de presiones en el plano de medición de una bocina excitada a 2 KHz. b) Distribución de presiones acústicas en el plano de una bocina excitada a 2 KHz.

Por otro lado, aplicando el algoritmo de la holografía acústica de campo cercano se hace la reconstrucción del campo acústico justo en el plano de la bocina. Esto se puede observar en la figura 3(b), donde además se aprecia que la localización de la fuente de sonido corresponde con la coordenada (0,0). Con el fin de probar la capacidad del instrumento de resolver para más de una fuente de sonido se colocaron dos bocinas separadas 8.5 cm, que corresponde a media longitud de onda considerando una frecuencia de 2 KHz. La figura 4(a) muestra la distribución de presiones de las fuentes de sonido en el plano de medición. La retropropagación del campo de sonido medido hacia el plano de las fuentes da como resultado la distribución de presiones acústicas

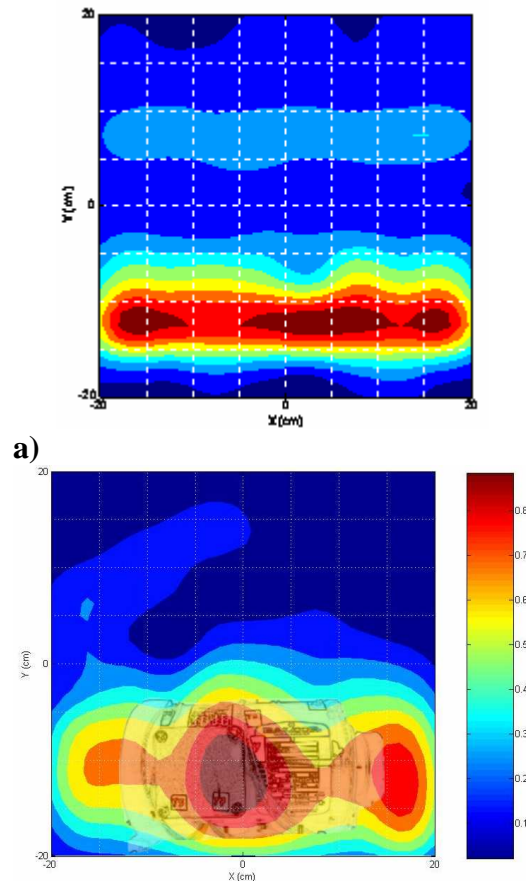
mostradas en la gráfica de la figura 5(b). Se puede observar que la radiación acústica de cada bocina queda bien definida. Sin embargo, la localización de estas no es tan precisa como la obtenida con una sola bocina. Lo anterior puede ser debido a que la separación entre las bocinas corresponde al límite de resolución.



a)
b)
Figura 4. a) Distribución de presiones de dos bocinas operando a 2 KHz. b) Distribución de presiones en el plano de las bocinas.

La localización y visualización de la radiación acústica de fuentes de sonido mostrada hasta el momento, se puede decir que es un trabajo sencillo ya que se tiene control absoluto sobre la fuente de sonido. Es decir, se conoce de antemano la localización de la fuente y la frecuencia a la cual está operando. Un trabajo más complejo lo representa el localizar fuentes de sonido en una

máquina, en particular, un motor eléctrico. Este tipo de máquina presenta una amplia gama de frecuencias a las que emite ruido. La distribución de presiones mostrada en la figura 5(a) es el resultado de la medición hecha a una motor de inducción de jaula de ardilla en condiciones de carga, en donde después de observar los espectros de frecuencia de algunas señales, se decidió resolver para una frecuencia de 1136 Hz, correspondiente a una componente predominante en los espectros. En esta misma gráfica se alcanzan a apreciar tres fuentes importantes de sonido, pero aun no bien definidas.



a)
b)
Figura 5. a) Distribución de presiones en el plano de medición de un motor de inducción de jaula de ardilla. b) Representación de la radiación acústica sobre un plano del motor de inducción.

Por último, se presenta la gráfica de la figura 5(b) que corresponde a la reconstrucción de campo acústico en el plano del motor. Para una mejor interpretación de esta gráfica se superpuso el contorno del motor en estudio. Se puede ver como se definen mucho mejor las tres fuentes que se mencionaron con anterioridad y que una persona con antecedentes en motores eléctricos las puede relacionar con radiación acústica emitida por el abanico, el rotor y la polea de la máquina de inducción. Con esto se pone de manifiesto la capacidad que tiene el arreglo de micrófonos junto con la holografía acústica para visualizar y localizar fuentes de sonido.

VI. CONCLUSIONES

Se ha presentado la teoría básica detrás de la técnica conocida como NAH y su implementación práctica.

Se ha demostrado la capacidad del arreglo bidimensional de micrófonos para visualizar y localizar fuentes de sonido controladas. Además se concluye que instrumentos como el presentado en este trabajo tienen un gran potencial en la detección de fuentes de ruido en maquinaria con fines de control de ruido.

VII. AGRADECIMIENTO

Los autores de este artículo agradecen a la Universidad Autónoma de Baja California y en particular a la Facultad de Ingeniería campus Mexicali el apoyo otorgado para la realización de este trabajo.

VIII. REFERENCIAS

[1] Earl G. Williams and J.D. Maynard, "Holographic imaging without the wavelength resolution limit", *Physical review letters*, The American Physical Society, vol 45, No. 7, (1980).

[2] J. D. Maynard, E.G. Williams, Y. Lee, "Nearfield acoustic holography I:

Theory of generalized holography and the development of NAH", *Journal of the Acoustical Society of America*, vol 78, No. 4, (1985).

[3] W.A. Veronesi, J.D. Maynard, "Nearfield acoustic holography (NAH) II. Holographic reconstruction algorithms and computer implementation", *Journal of the Acoustical Society of America*, vol 81, No. 5, (1986).

[4] Yang-Hann Kim, "Can we hear the shape of a noise source? 18th International Congress on Acoustics, Kyoto, Japón, (2004).

[5] Earl G. Williams, "Fourier Acoustics, sound radiation and nearfield acoustic holography", Academic Press, (1999).

[6] Haruo Houjoh and Shun-ichi Ohshima, "Some problems of nearfield holographic measurement with a limit sized handy 2-D array for an on-site machine noise assessment", 2001 International Congress and Exhibition on Noise Control Engineering, Netherlands.

[7] Shun-ichi Ohshima, "A study of utilizing a handy 2-D microphone array for noise source localization base on NAH", Precision and Intelligence Laboratory, Tokyo Institute of Technology.

[8] S. Oshima, H. Houjoh, K. Umezawa, "A real-time 2-D holographic acoustic measurement system for locating machinery noise sources", Precision and Intelligence Laboratory, Tokyo Institute of Technology.

CARACTERIZACIÓN DE UN LECTOR LÁSER PARA APLICACIÓN DE AUTOENFOQUE EN MICROSCOPIA.

Maximiliano Vera Pérez, Miguel Bravo Zanoguera.

Universidad Autónoma de Baja California, Facultad e Instituto de Ingeniería Mexicali.
Blvd. Benito Juárez s/n, Mexicali, B.C. 21900
Tel. (686)566-42-70
maximiliano_vera@uabc.mx, mbravo@info.rec.uabc.mx

RESUMEN

Se desarrolló un sistema para generar y medir la señal eléctrica de salida de un lector láser. Éste elemento obtiene información de un objeto mediante la reflexión del láser en su superficie. El sistema para caracterizar el lector láser consiste de: un soporte mecánico que sujetar al lector láser y al objeto además de poder desplazarlo verticalmente, generador de funciones, fuente de poder, circuito electrónico para generar una señal de error de enfoque (EF) y osciloscopio digital para medir la señal EF. La señal EF indica cuando el plano del objeto detectado por el lector láser se encuentra dentro de un rango de 15 micras (valor pico a pico de la señal EF) y cuando el plano del objeto ésta en el foco (señal $EF=0$ dentro del rango de detección) de la lente del lector láser. Los datos presentados se mantienen casi constante para un amplio rango de potencia del diodo láser y corresponden a un lector láser Sony KSS213C. La rapidez de desplazamiento de la lente de enfoque o de la superficie reflectora es un factor importante para generar la señal EF bien delimitada; si la frecuencia desplazamiento de cualquiera de los dos elementos es menor de 1 Hz, la señal EF presenta mucha incertidumbre en sus puntos.

Con el procesamiento adecuado de la señal EF, un motor eléctrico, su controlador y acoplados a un microscopio óptico se

puede ubicar automáticamente el plano del objeto a observar a la distancia focal de la lente objetivo del microscopio.

I. INTRODUCCIÓN

El lector láser es un sistema electro-óptico de detección remota que tiene amplia aplicación en la lectura de datos digitales en discos compactos de audio (CD) [1,2], discos compactos de video (DVD), para medir distancias del orden de micras o nanómetros [3,4], perfilometro [4] y para colocar objetos con precisión de micras o nanómetros [6]. En todas sus aplicaciones la detección o medición se realiza sin contacto físico (detección remota) con el objeto, por lo que no se corre el riesgo de dañar o destruir el objeto debido a la fuerza de contacto [4]. Por su funcionamiento y características el lector láser se puede utilizar para colocar automáticamente dos planos paralelos a una distancia deseada, por ejemplo autoenfocar la superficie de un objeto con un microscopio óptico.

Con el lector láser y la señal eléctrica que genera, se puede detectar el plano de un objeto en un rango de 15 micras aproximadamente del foco de la lente de enfoque del lector láser y colocarlo en el foco realizando micro desplazamientos del objeto o de la lente del lector láser. Con la señal eléctrica generada por el lector láser, se genera una señal conocida como error

de enfoque (EF), que indica si el plano del objeto se detecto y si se requiere aproximarlo o separarlo de la lente para ubicarlo en el foco; acciones realizadas en un microscopio óptico para enfocar la imagen microscópica nítida de un objeto.

II. MÉTODO

Funcionamiento del lector láser.

El lector láser es sistema electro-óptico de alta tecnología, que posee los siguientes componentes (Fig. 1): diodo láser, rejilla, filtro espacial, lente colimadora, divisor de luz y polarizador, lente de enfoque, lente astigmática y seis fotodiodos en un circuito integrado (de los cuales cuatro forman un detector de cuadrante). El lector láser aplica el método astigmático como teoría de enfoque para ubicar a la distancia focal de la lente de enfoque una superficie reflectora (objeto). El rayo láser se filtra y se expande con la lente colimadora, viaja a través del divisor de luz y polarizador hasta llegar a la lente de enfoque y la lente de enfoque hace convergir el rayo de luz en su foco. Si la superficie reflectora está muy cerca de la lente de enfoque, el rayo de luz reflejado diverge, si la superficie reflectora está lejos de la lente de enfoque el rayo de luz reflejado converge y si la superficie

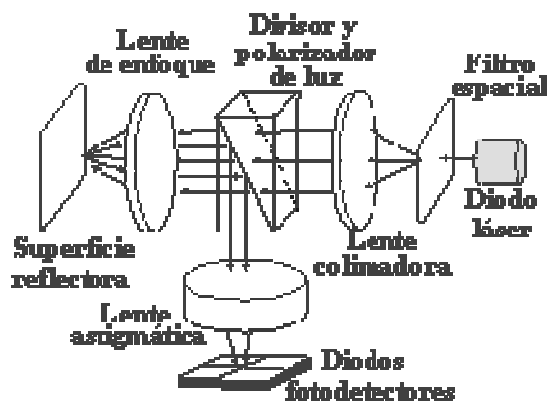


Figura 1. Elementos del lector láser.

reflectora ésta a la distancia focal de la lente de enfoque el punto donde converge el rayo de luz se asemeja a una fuente puntual y el rayo de luz se refleja, retornando por el mismo camino óptico hasta el elemento divisor de luz y polarizador que lo desvía hacia la lente astigmática la cual hace incide la luz reflejada sobre el detector de cuadrante (cuatro fotodiodos). El rayo de luz reflejado genera un patrón de intensidad (Fig. 2) que incidente en el detector de cuadrante, su forma depende directamente de la separación entre los planos de la superficie reflectora y el de la lente de enfoque.

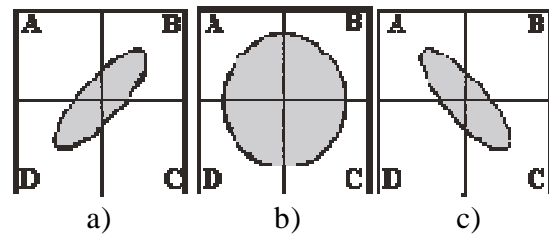


Figura 2. Patrón de intensidad del rayo reflejado sobre los fotodiodos A, B, C y D. a) Superficie reflectora entre el foco y la lente. b) Superficie reflectora en el plano focal. c) Superficie reflectora ubicada a una distancia mayor del foco de la lente.

El patrón de intensidad del rayo de luz reflejado tiene dos posibles formas (Fig. 2) elipse o círculo. Cuando el patrón de intensidad es una elipse dos de los cuatro fotodiodos generan mayor corriente, ya que en ellos incide mayor intensidad de luz y dependiendo de la orientación de la elipse la superficie reflectora se encuentra cerca o lejos de la lente de enfoque, pero dentro del rango de detección. Si el patrón de intensidad en el detector de cuadrante es un círculo, los cuatro fotodiodos genera la misma cantidad de corriente, ya que en

ellos incide la misma intensidad de luz. Las cuatro corrientes generadas por los fotodiodos se convierten en forma proporcional a voltaje y con estas señales se obtiene una señal de error de enfoque (EF) aplicando la ec. 1.

$$EF = (V_A + V_C) - (V_B + V_D) \quad (1)$$

Donde V_A , V_B , V_C y V_D son voltajes proporcionales a las corrientes generadas por los fotodiodos. La señal EF es positiva cuando la superficie reflectora está lejos de la lente de enfoque, esto es, $V_A + V_C$ es mayor que $V_B + V_D$ (Fig. 2.c), EF es negativa cuando la superficie reflectora está cerca de la lente de enfoque, $V_B + V_D$ es mayor que $V_A + V_C$ (Fig. 2.a) y EF es cero en el rango de detección cuando la superficie reflectora está en el foco de la lente de enfoque, esto es, $(V_A + V_C) = (V_B + V_D)$ (Fig. 2.b). Una gráfica de la señal EF se muestra en la Fig. 3, donde se observa que la señal EF es cero fuera del rango de detección y dentro del rango de detección tiene tres posibles valores: positivo (arriba del foco), cero (en foco) y negativo (abajo del foco).

La señal EF de un lector láser indica cuando la superficie de un objeto reflector está dentro del rango de detección y la superficie del objeto reflector se puede ubicar en cualquier punto del rango de trabajo del lector láser, pero el punto de interés es cuando la señal EF es igual a cero, esto es, el foco de la lente de enfoque.

Medición de la señal EF.

Para medir la señal de error de enfoque (EF) se construyó el sistema mostrado en la Fig. 4, con un lector láser Sony KSS213C y un CD sin grabar como superficie reflectora. El soporte mecánico

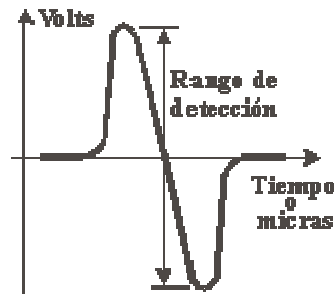


Figura 3. Gráfica de la señal EF.

sujeta y mantiene en paralelo el plano de la lente de enfoque del lector láser y el plano de la superficie reflectora. El micro cubo con desplazamiento vertical a través de un micrómetro manual se emplea para ubicar la superficie reflectora en el rango de detección del lector láser o en el foco de la lente de enfoque. El generador de funciones proporciona una señal sinusoidal a la bobina actuadora de la lente de enfoque. Fuente de poder para energizar el diodo láser, fotodiodos y el circuito electrónico que realiza la ec. 1 para generar la señal EF y osciloscopio digital para medir la señal EF.

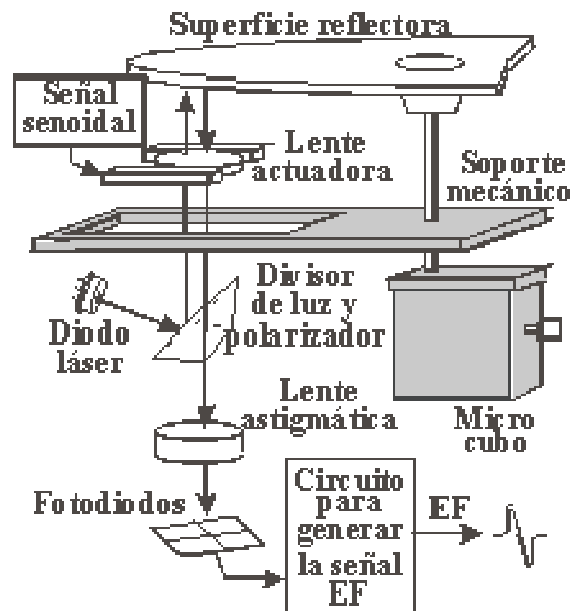


Figura 4. Sistema para medir la señal EF.

La superficie reflectora se ubica con el micro cubo a la distancia focal de la lente ($EF=0$, dentro del rango de detección) y a la bobina actuadora se le aplica una señal sinusoidal para desplazar verticalmente la lente de enfoque en ambos sentidos. Manteniendo la superficie reflectora fija y la lente de enfoque desplazándose verticalmente en ambos sentidos, realiza un barrido dentro y fuera del rango de detección del lector láser para genera la señal EF a través del circuito de la Fig 5.

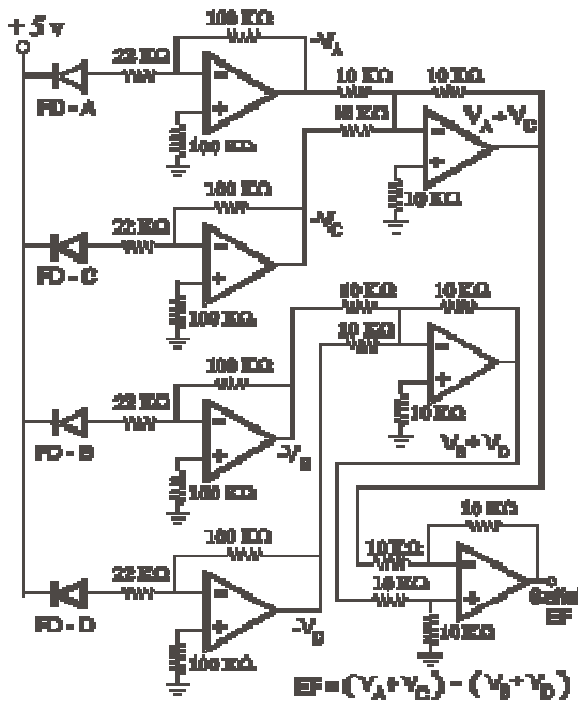
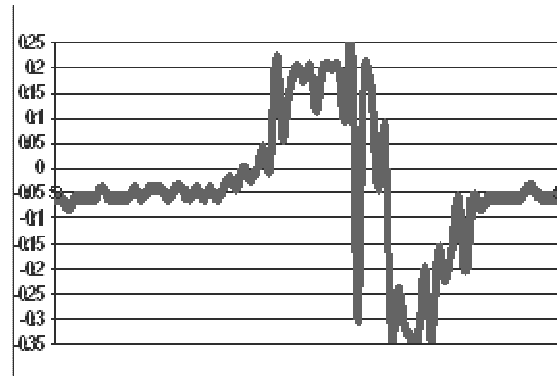


Figura 5. Circuito para generar un voltaje como señal EF.

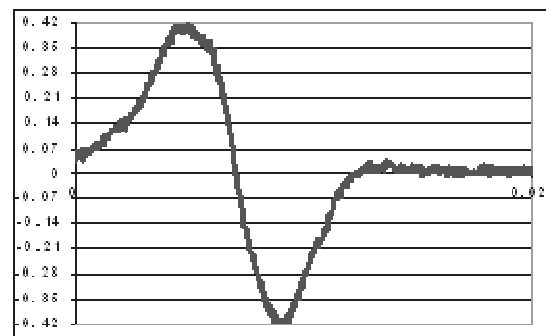
Manteniendo una corriente constante en el diodo láser de 75 mA y una señal sinusoidal con frecuencia de 0.01 Hz en la bobina actuadora, se midió la señal EF mostrada en la Fig. 6.a.

Ésta señal EF presenta mucha variación en los picos de la señal, presenta varios cruces por cero y además los picos no están definidos en un sólo punto. Conforme la

frecuencia aumenta en la señal sinusoidal que alimenta a la bobina actuadora para desplazar verticalmente la lente de enfoque, las variaciones en los picos de la señal EF disminuyen, el cruce por cero es único y los picos están definidos en un solo punto, como se muestra en la Fig. 6.b.



a)



b)

Figura 6. Señales EF medidas, a) Señal EF con senoidal de 0.01 Hz en la bobina actuadora. b) Señal EF con senoidal de 1 Hz en la bobina actuadora.

En las gráficas de las figuras 6, de izquierda a derecha. La señal EF es cercana a cero pero el lector láser no ha detectado la superficie del objeto (esto es el plano del objeto y plano de la lente se encuentran distantes). Cuando la señal EF es positiva el lector láser detecta la superficie del objeto, el plano del objeto y el plano de foco de la lente de enfoque

están cerca. Posterior al valor positivo de la señal EF, ésta es igual a cero, el plano del objeto ésta el plano de foco de la lente de enfoque. Si la señal EF es negativa, el plano del objeto ésta muy cerca de la lente de enfoque.

Manteniendo la señal sinusoidal a la frecuencia de 1 Hz en la bobina actuadora, se tomaron valores de la señal EF variando la corriente en el diodo láser, como se muestra en la Fig. 8. En las gráficas se observa que la amplitud del pico positivo, pico negativo y pico a pico crece conforme se aumenta la potencia en el diodo láser, mayor intensidad de iluminación incidiendo en los fotodiodos.

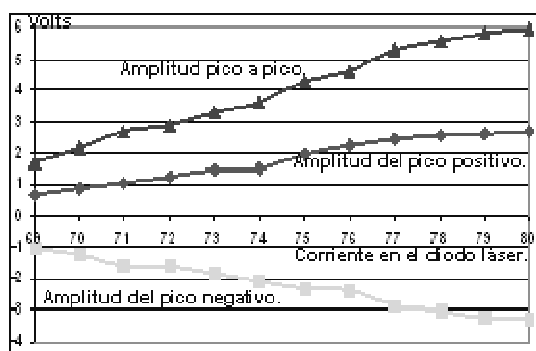


Figura 8. Amplitud de la señal EF al aumentar la potencia en el diodo láser.

Para determinar la distancia del rango de detección del lector láser y la ubicación del foco de la lente, la lente de enfoque del lector láser se mantiene estática, la corriente del diodo láser constante (por ejemplo 68 mA) y después se desplaza verticalmente la superficie reflectora con el micrómetro micro cubo hasta localizar el pico positivo de la señal EF. Posteriormente se ubica la superficie reflectora en el foco de la lente con el desplazamiento requerido (5 micras (para 68 mA en el diodo láser) y después se localiza el pico negativo desplazando la

superficie reflectora (10 micras más). Repitiendo los pasos anteriores para diversas corrientes en el diodo láser se obtienen las gráficas de la Fig. 9.

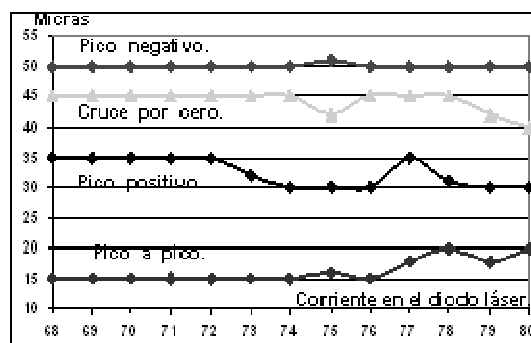


Figura 9. Distancia de la señal EF al aumentar la potencia en el diodo láser.

III. CONCLUSIONES

El lector láser proporciona una corriente eléctrica proporcional a la luz reflejada por un objeto y a la intensidad que incide sobre el circuito que contiene los fotodiodos. A través de un circuito electrónico éstas corrientes se convierten a voltajes proporcionales para generar la señal EF.

Para corrientes menores de 68 mA en el diodo láser la señal de EF se pierde con el ruido generado por el sistema.

A frecuencias menores de 1 Hz en la sinusoide que se le aplica a la bobina actuadora de la lente de enfoque, la señal de EF generada presenta mucha incertidumbre para ubicar los puntos de interés como: valor máximo positivo (pico positivo), cruce por cero y valor mínimo (pico negativo) de la señal EF.

Para frecuencias igual o mayor de 1 Hz en la sinusoide que se aplica a la bobina actuadora de la lente de enfoque, la señal

de EF generada proporciona mayor certidumbre en los puntos de interés.

El rango de detección del objeto mediante el lector láser es de aproximadamente 15 micras (distancia pico a pico de la señal EF, Fig. 9).

El foco del lector láser no se ubica en el centro del rango de detección (cruce por cero de la señal EF).

Aunque la amplitud de la señal EF aumente (voltaje pico a pico), el rango de detección del objeto a través del lector láser es casi constante.

La señal de error de foco se puede utilizar para colocar automáticamente objetos a la distancia focal de la lente objetivo de un microscopio óptico con la ayuda de un motor eléctrico que realice los desplazamientos necesarios en el microscopio.

IV. REFERENCIAS

- [1] Lectores Ópticos del estándar al tratamiento digital. Gérard Laurent. Parafino, 1998.
- [2] Compact Disc mantenimiento y reparación. Neil Heller, Thomas Bentz. Parafino, 1991.
- [3] K C Fan, C Y Lin and L H Shyu. Develop of a low-cost autofocusing probe for profile measurement. Meas. Sci. Technol. 11 (2000) NI-N7, Printed in the UK 21 September 1999.
- [4] F Laguarda, I Al-Khatib and Artigas. Laser profile based on the depth from focus principle. J. Opt. 29 (1998) 236-240, Printed in the UK. October 1997.
- [5] Ping-Lang Yen, Tien-Sen Lu. Making a High-Precision Positioning Apparatus by an Optical Pickup Head Module. Proceedings of the 2005 IEEE. July 10-12, 2005.
- [6] K C Fan, C Y Lin and L H Shyu. The development of a low-cost focusing probe for profile measurement. Meas. Sci. Technol. 11 (2000) NI-N7, Printed in the UK. 21 September 1999.

CODIFICADOR DE PULSOS PARA EL REGISTRO DEL CONSUMO DE ENERGÍA ELÉCTRICA Y DEMANDA MÁXIMA CON EL PROTOCOLO MODBUS

Ramírez Leyva F. Hugo, Aparicio Velásquez Enmanuel, Ramírez González A. Ernesto

Instituto de Electrónica y Computación
Universidad Tecnológica de la Mixteca (UTM)
Carretera a Acatlima Km. 2.5 Huajuapán de León, Oaxaca, C.P. 69000, Tel. (01953) 5320399 Ext. (200)
Correo electrónico: hugo@nuyoo.utm.mx, avefiles@yahoo.com, ocetxim@mixteco.utm.mx

RESUMEN

En este artículo se describe la forma en que se realizó un sistema para la medición de potencia y demanda máxima en sistemas eléctricos trifásicos. Consta de un codificador con capacidad para contabilizar y codificar los pulsos proporcionales a la potencia activa y reactiva, así como su duración, los cuales provienen de un medidor de potencia eléctrica instalado en la planta. El codificador se diseñó basándose en un microcontrolador de la firma AVR, posee un puerto de comunicaciones por el cual se enviará la información hacia una estación maestra, codificada bajo el estándar del protocolo de comunicaciones MODBUS. La estación maestra en este caso es una computadora personal y el software, elaborado con LabVIEW, recibe la información por el puerto serie y genera los perfiles de carga. Este sistema se usará para aplicaciones del control de la demanda máxima.

Palabras clave: Codificador de Pulsos, Protocolo de comunicaciones MODBUS, Demanda máxima.

I. INTRODUCCIÓN

La energía eléctrica es un recurso vital para el desarrollo social y económico de cualquier país. Su importancia es tal, que diariamente se consume energía eléctrica en todo el mundo para aplicaciones domésticas, comerciales, servicios y sobre todo industriales.

A los usuarios con un consumo mayor a 25 kW, la Comisión Federal de Electricidad (CFE) les factura la energía consumida, el factor de potencia (FP), el derecho de alumbrado público y la demanda

máxima. Como la capacidad de generación de energía del país es inferior a la demanda, se han implementado medidas para hacer un uso más eficiente de la misma [1].

Las medidas que se toman para ahorrar energía y con ello disminuir el pago, incluyen la instalación de bancos de capacitores para corregir el factor de potencia, instalación de equipo de iluminación de alta eficiencia o controladores de encendido y apagado automático, y el control la demanda máxima [2].

La demanda máxima es una medida de la forma en la cual el usuario está consumiendo la energía eléctrica. Lo ideal es que el consumo sea constante, pero en casos donde sea irregular, la CFE debe tener la capacidad de suministrar la energía que le es requerida, lo que le implica gastos de operación más altos.

La demanda máxima se define como: “Las Demandas Máximas medidas en los distintos periodos se determinarán mensualmente por medio de instrumentos de medición, que indican la demanda media en kW, durante cualquier intervalo de quince minutos del periodo en el cual el consumo de energía eléctrica sea mayor que en cualquier otro intervalo de quince minutos en el periodo correspondiente” [1].

Por ejemplo, la potencia que se demanda en un intervalo de 5 minutos, se guarda, y al promedio de 3 intervalos (15 minutos) se le denomina la demanda máxima. Esto puede verse como una

ventana que se desliza, de tal manera que el intervalo con mayor valor durante el tiempo de facturación, es lo que la CFE cobra por este concepto. En la figura 1 se muestra el perfil de cargas y la forma en la cual varía la demanda máxima. Cabe la pena aclarar que la demanda máxima a lo largo del día se divide en tres intervalos para efectos de facturación (base, intermedio y punta) y época del año.

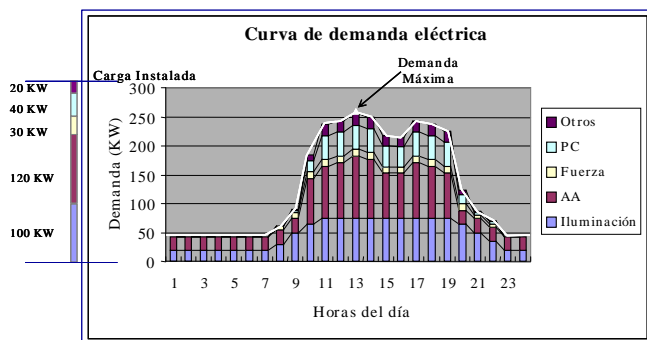


Fig. 1. Perfil de la curva de demanda eléctrica de una planta en un día [3]

Los medidores de energía que la CFE instala para propósitos de facturación, adicionalmente poseen salidas pulsadas cuyo cambio de estado es proporcional a la energías activa y reactiva [2]. A estas salidas se les llama pulsos KYZ y normalmente son contactos secos de relevador.

Una definición de un controlador de demanda máxima (CDM) es: “Dispositivo que mide la energía eléctrica que una planta está demandando y predice su comportamiento al final del intervalo de medición y, en caso de ser necesario, apaga las cargas eléctricas que no son prioritarias para la producción, de modo que la demanda máxima no exceda un umbral de consumo preestablecido [4, 5].

En el mercado existen varios tipos de controladores comerciales, pero aunque tengan la capacidad de medir el consumo de energía eléctrica, es necesario conocer el registro que tiene el medidor de la CFE, que es lo que se facturará. Por tal motivo, los CDM se conectan a las salidas pulsadas KYZ del medidor, y con ello estimar la energía consumida y la demanda máxima.

En la figura 2 se muestra un ejemplo, con un medidor y sus salidas pulsadas. La constante de energía (K_e) representa el valor de kWh que han pasado por cada pulso. Así, si $K_e=0.5\text{kWh/pulso}$, significa que cada que el medidor registra un consumo de 0.5kWh genera un cambio de estado en su salida pulsada. Cuando solo está conectado un motor con un consumo de 0.5kW, el medidor genera un pulso cada hora. Si después se conecta un molino con un consumo de 1.5kW, la potencia total es de 2kW, generándose un pulso cada 15 minutos (4 veces más rápido).

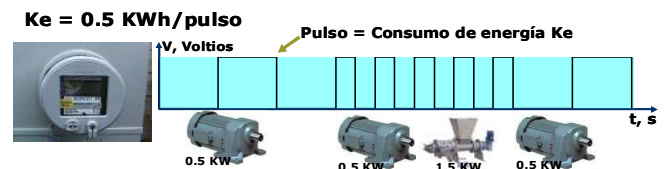


Fig. 2. Relación entre el consumo de energía y las salidas pulsadas

Las señales pulsadas del medidor son tres: la de la energía activa, la reactiva y la de sincronía. Para transportar estas señales hacia el CDM, es necesario instalar 4 cables desde este punto hasta el medidor (3 de señal y 1 de tierra), lo cual en ocasiones es un poco complicado, ya que normalmente el medidor se encuentra instalado en la acometida del usuario.

Una solución para este problema es realizar un codificador de pulsos que cuente el número de pulsos que ha generado el medidor, así como su duración, y que funcione dentro de una red de comunicaciones industrial, ya sea de forma alambrada o inalámbrica. De esta manera se puede enviar la información hacia una estación central transfiriendo únicamente la información de cada pulso.

Con el uso cada vez mayor de computadoras personales en el monitoreo y control de los sistemas eléctricos de potencia, resulta factible la implementación de un CDM distribuido, el cual tenga los módulos de codificación de pulsos, el de activación o desactivación de cargas y el control que lo realice la PC. Toda la información se envía

en un enlace de comunicaciones o a través de un bus de campo.

En el mercado existen diferentes protocolos de comunicación, conocidos como buses de campo. Entre los más destacados se encuentran Profibus, CAN, DeviceNet, MODBUS, Fieldbus Foundation, HART, DNP 3 y Ethernet [6, 7, 8]. Para una descripción más detallada de buses de campo se recomienda consultar a P. Mariño [17].

El protocolo de comunicaciones MODBUS, es un estándar que ha sido ampliamente aceptado en redes industriales por ser robusto y de fácil uso, existiendo en el mercado una gran cantidad de dispositivos basados en él. Sus principales características son: Arquitectura maestro esclavo, capacidad de manejar hasta 255 esclavos, y manejo de los errores por codificación CRC de 16 bits [9, 10].

Se escogió MODBUS por que se tiene experiencia en el desarrollo de aplicaciones basados en él, y a que la interfaz eléctrica es muy simple de realizar con microcontroladores.

En la figura 3 se muestra la estructura de una trama MODBUS, la cual consta de los campos: Dirección del Esclavo con el que establece comunicación el Maestro; Código de la función que el Esclavo debe ejecutar; Datos necesarios para ejecutar la función (si los requiere); campo de comprobación de error en la trama.

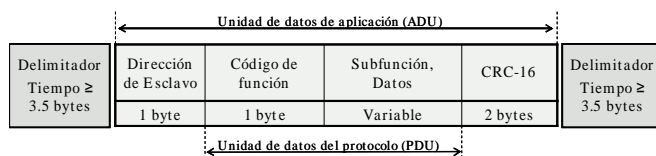


Fig. 3. Estructura general de una trama MODBUS.

El software utilizado para la adquisición de datos y control de los dispositivos remotos es variado. Los programas más usados en este ambiente presentan una interfaz gráfica que permite a los usuarios utilizarlos como si estuvieran operando los equipos directamente. A este tipo de programa se le

denomina instrumento virtual (VI, Virtual Instrument) [11].

Entre los lenguajes de programación que permiten crear VIs destacan LabVIEW, desarrollado por National Instruments [12]; VEEPro, por Agilent Technologies [13]; Intellution, de Emerson Process Management y lenguajes visuales como MS Visual C++ y MS Visual Basic.

Además del codificador de pulsos, se elaboró un VI en LabVIEW, con el cual se controlan todas las funciones del codificador de pulsos, y lleva un registro gráfico de la potencia activa, reactiva, FP y demanda máxima. En las siguientes secciones se explicará la forma en que fue realizado.

II. HARDWARE DEL CODIFICADOR DE PULSOS

El codificador de pulsos desarrollado, al cual se le denominará CODKYZ, tiene la capacidad de manejar las 3 señales pulsadas provenientes de cualquier medidor de potencia con salida a relevador u optoacoplador, contabilizar el número de pulsos y su duración. Sus principales características son:

- Registro y codificación de pulsos KYZ y hora de ocurrencia.
- Soporte de comunicación bajo el Protocolo MODBUS.
- Interfaz RS-232 para interconexión con el Radio-Modem para comunicación inalámbrica, y RS-485 para comunicación cableada.
- Watch Dog Timer e indicadores de estado.
- Registro del tiempo para almacenar eventos importantes.

En la figura 4 se muestra un diagrama a bloques del codificador, el cual, de forma funcional se divide en 4 módulos:

- Módulo de alimentación
- Módulo de acoplamiento
- Módulo digital
- Módulo de comunicaciones

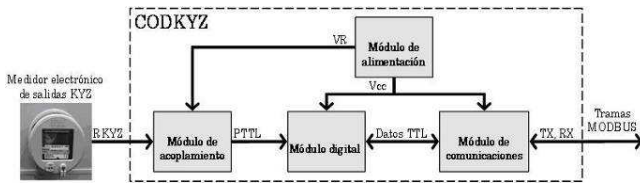


Fig 4. Diagrama a bloques del sistema codificador de pulsos KYZ

Módulo de alimentación

El módulo de alimentación suministra la energía para que los demás módulos del sistema funcionen correctamente. Para reducir el tamaño del sistema se consideró que fuera externo a los otros módulos.

Se basa en un transformador de 120V a 12V y 120mA, un puente de diodos y un regulador de 5 voltios. Tiene un indicador luminoso para saber que trabaja de manera adecuada.

Se diseñaron dos fuentes iguales, una para alimentar al codificador y la segunda para las entradas pulsadas. De esta manera se garantiza el aislamiento entre las entradas y el CODKYZ.

Módulo de acoplamiento

El módulo de acoplamiento es el encargado de recibir las 3 salidas pulsadas del medidor de potencia: la potencia activa (PKWh), reactiva (PKVARh), y el pulso de sincronía (PSINC). Convierte estas señales a una con nivel TTL para que pueda ser procesada por el módulo digital.

Otra característica importante de este módulo es que debe mantener aislado el medidor del CODKYZ, con el fin de que las perturbaciones existentes en la acometida no afecten el funcionamiento del dispositivo. Para ello se usaron optoacopladores. En la figura 5 se muestra el diagrama esquemático de un módulo de acondicionamiento para una entrada, siendo el mismo circuito para las tres entradas.

La activación es muy simple, cuando el relevador generador de pulsos está cerrado, la salida del

módulo está en bajo, y cuando se abre se pone en alto.

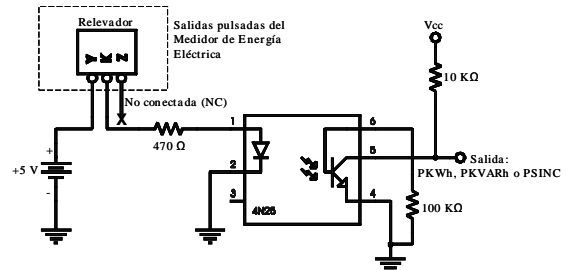


Fig 5. Diagrama esquemático de la etapa de acoplamiento.

Módulo digital

El módulo digital recibe los pulsos del módulo de acoplamiento y lleva la cuenta del número de ocurrencias y su duración. También recibe las tramas seriales codificadas en MODBUS, las decodifica y en caso de que no haya errores y de que la trama sea para este dispositivo, ejecuta la acción solicitada.

Básicamente es un microcontrolador, en este caso, el AT90S2313 de la firma ATMEL. En la figura 6 se muestra un diagrama a bloques funcional de este microcontrolador, conforme a las acciones que realiza en este proyecto.

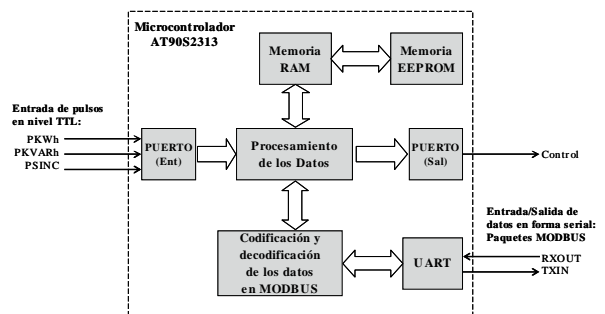


Fig 6. Diagrama funcional de la etapa digital implementada en el AT90S2313.

El AT90S2313 es un microcontrolador de 8 bits de arquitectura RISC. Opera a una frecuencia máxima de 20MHz y ejecuta una instrucción en un ciclo. Tiene una memoria de programa tipo flash de 2kbytes, 128 bytes de RAM y 128 bytes de E²PROM, en la cual se almacena información

importante del sistema. Posee 32 registros de propósito general de 16 bits [14].

Módulo de comunicaciones

El módulo de comunicación cambia el nivel TTL de salida de la UART del microcontrolador, a los niveles propios de los estándares de comunicación y los conectores que se ocupan para cada interfaz eléctrica, ya sea RS-232 o RS-485. Como se observa en la figura 7, el módulo consta de 2 bloques, cada uno de ellos convierte a alguno de los dos estándares que maneja.

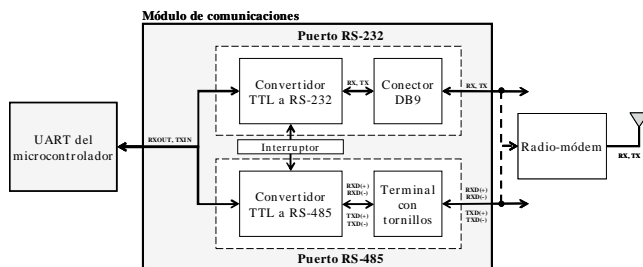


Fig 7. Diagrama a bloques de los puertos de comunicaciones seriales del CODKYZ

El sistema utiliza el puerto RS-232 para interconectarse directamente al puerto serie de una PC o a un radio módem, para hacer pruebas con conexión inalámbrica. El puerto RS-485 le permite al CODKYZ estar conectado a una red MODBUS multipunto, incluso a distancias de hasta 1200 mts.

En la figura 8 se observa el codificador con los componentes montados de todo el sistema. Como se puede observar, tiene indicadores luminosos para conocer el estado de las entradas pulsadas y de comunicaciones. También se observan el puerto RS-232 y el puerto RS-488 es con una terminal de tornillos.

III. SOFTWARE DEL CODIFICADOR DE PULSOS

Antes de exponer el programa del microcontrolador, es necesario explicar la forma en la cual se contabilizan los pulsos y su duración, que es la base del diseño del programa.

Para la energía activa, reactiva y sincronía, los pulsos que genera el medidor provienen de un relevador, el cual cambia de estado cada vez que se activa. Un relevador tiene rebotes, por lo que el CODKYZ debe dejar un tiempo de espera de 50ms, para tomar como válido el cambio de estado.

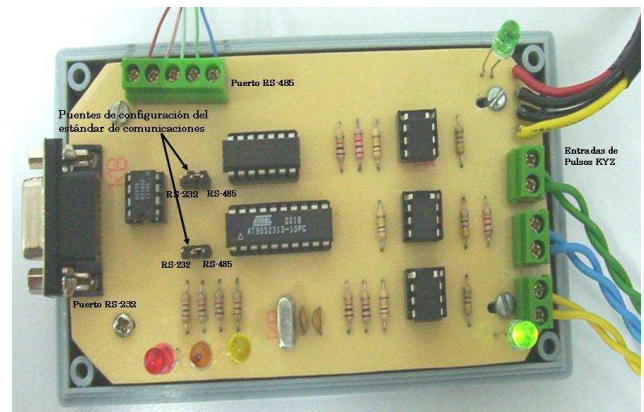


Fig 8. Fotografía del codificador de pulsos

Una vez que un pulso ha sido reconocido como válido, se utilizan 2 registros de 16 bits. En uno de ellos se guarda el número de pulsos y en el otro el número de múltiplos de la base de tiempo. Con esta información se llevará el registro de la energía que ha consumido la planta.

La velocidad de los pulsos depende de la energía que demanda la planta y de la constante de energía. Pero en la mayoría de los medidores, su frecuencia es menor a 1 pulso/segundo. Por tal motivo se decidió definir una base de tiempo de 100ms y 1000ms, con lo cual se soluciona el problema para la mayoría de medidores. De esta forma se miden los pulsos de energía activa y reactiva.

Para la señal de sincronía, ésta se activa cada 5 minutos y vuelve a cambiar de estado a los siguientes 5 minutos. Para llevar la cuenta de tiempo, al microcontrolador se le implementó un reloj de tiempo real (configurable por software). Cuando ocurre el pulso de sincronía, en 2 registros de 16 bits se guarda el día, la hora, los minutos y los segundos.

En la figura 9 se muestran los registros del microcontrolador donde se guarda la información de los pulsos. Cuando una trama MODBUS hace la petición al codificador de los pulsos, le envía la información que tiene almacenada en estos registros.

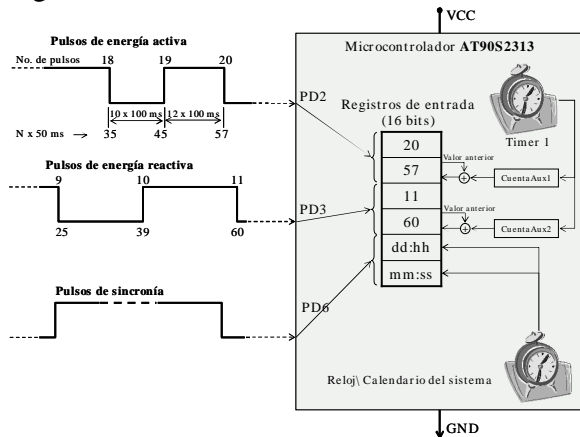


Fig 9. Cuantificación de los pulsos KYZ y su respaldo en memoria RAM

La figura 10 muestra la forma en la cual se contabiliza una serie de pulsos en cualquiera de las entradas pulsadas. Se considera que la base de tiempo está en múltiplos de 100ms. Cada que ocurre un cambio de estado, se actualizan los contadores de pulsos. Si en el intervalo 135 se recibe una trama MODBUS solicitando el contador de pulsos, se reportarían 11 pulsos con 124 intervalos, que es lo que se lleva registrado hasta ese momento. Si la petición se hace en el intervalo 265, el número de pulsos reportados es de 18 con 253 bases de tiempo.

Protocolo de comunicaciones

El protocolo de comunicaciones MODBUS especifica registros mantenidos, que es donde se guarda la información del sistema. La dirección física de la memoria RAM no corresponde con la dirección que maneja el protocolo. Del registro 3001 al 3006 se almacenan los contadores de KWH, KVARH, sincronía y su tiempo de duración. Estos registros son de sólo lectura.

De la dirección 4001 a la 4008 se almacenan el reloj calendario y la configuración del puerto de

comunicación. Estos registros son de lectura y escritura.

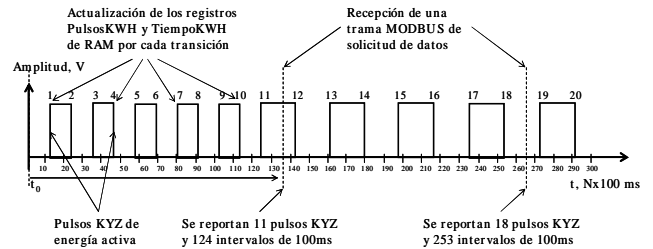


Fig 10. Representación de los pulsos KYZ y el momento en que se actualizan los registros

Dentro de las funciones MODBUS que se implementaron en el sistema, están la de lectura y escritura de un registro mantenido (0x04H y 0x06H), lectura de los registros contadores de eventos (0x00H a 0x0FH), y lectura de datos e identificación del dispositivo [15].

Diagrama de Flujo

El microcontrolador fue programado en su lenguaje ensamblador, cuyo compilador es proporcionado de manera gratuita por el fabricante. En la figura 11 se muestra el diagrama de flujo.

Las funciones más importantes que realiza el programa es inicializar todos los registros, y posteriormente entra en un ciclo infinito que espera la ocurrencia de los pulsos o la llegada de una trama MODBUS. En ese momento invoca a cada una de las rutinas que se encargan de esa parte del sistema y elabora la respuesta de acuerdo a la petición solicitada.

IV. DISEÑO DEL INSTRUMENTO VIRTUAL (VI)

El codificador de pulsos es un sistema autónomo y solo tiene indicadores visuales para conocer su estado de funcionamiento. Para mostrar sus cualidades se diseñó un programa que se encarga de configurar todos los parámetros del codificador, solicitar el número de pulsos transcurridos y con base en ellos genera las gráficas de potencia activa, reactiva y aparente, así como la demanda máxima.

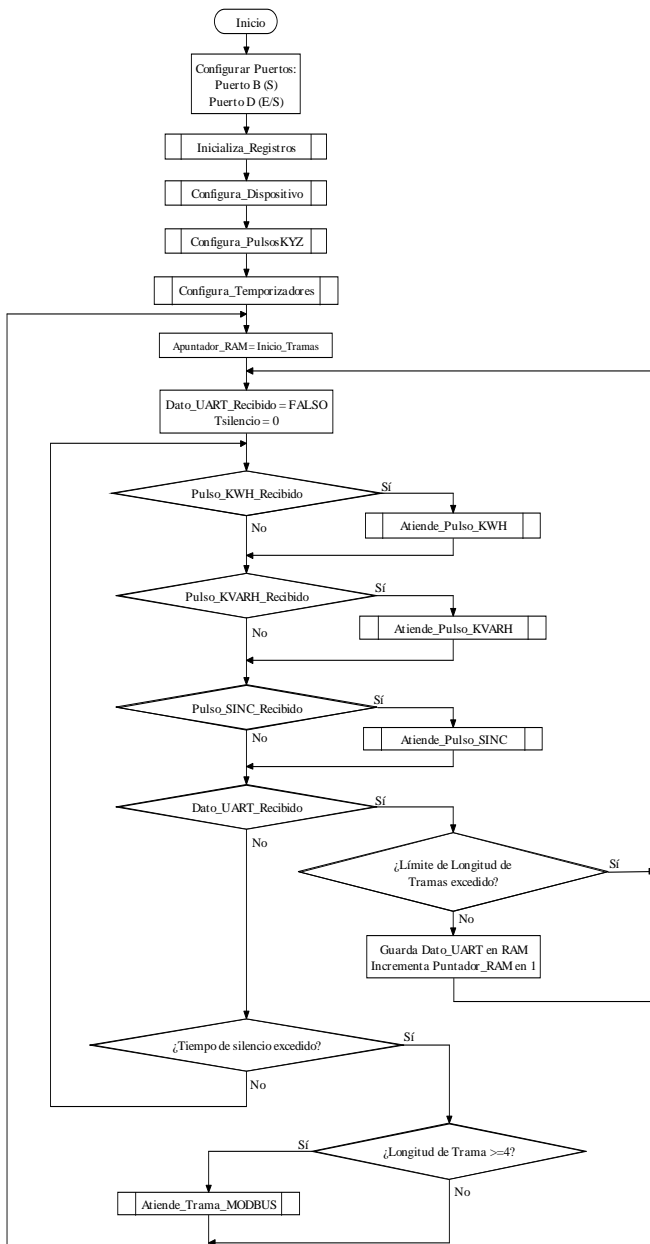


Fig 11. Diagrama de flujo del programa implementado en el CODKEYZ

El VI fue realizado en LabVIEW versión 6.2. En la figura 12 se muestra la arquitectura del programa. De forma funcional, el VI se divide en 4 partes que son: la configuración de dispositivos, demostración de MODBUS, monitoreo de pulsos KYZ y registro de transacciones. Estas funciones se encuentran disponibles desde un panel frontal con pestañas, de tal manera que se puedan ejecutar varios procesos al mismo tiempo.

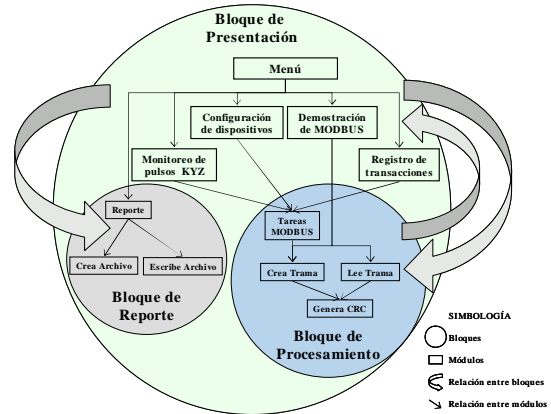


Fig 12. Diseño arquitectónico del Soft-KYZ

La opción de configuración de dispositivos sirve para configurar todas las opciones del codificador de pulsos, las cuales se guardan en memoria E²PROM. Estas son: cambio de dirección de esclavo, hora del sistema, baud rate entre otras.

La opción de demostración de MODBUS, sirve como simulador de este protocolo, por lo que está habilitado con todos los tipos de comandos que especifica el protocolo. Una vez que se indican las opciones que se van a ejecutar, se forma la trama con su código de corrección de errores, y se envía por el puerto serie. La respuesta del dispositivo remoto se muestra en una ventana.

El registro de transacciones es un módulo que incluye el contador de eventos del protocolo MODBUS cuando se está monitoreando al codificador de pulsos. Se guarda la información del número de tramas enviadas, el número de respuestas recibidas, etc. También se muestran los contadores de eventos del codificador, solo que se actualizan cada que se envía el comando de leer estos registros.

En la ventana donde se monitorean los pulsos KYZ, se muestra la gráfica de la potencia activa, reactiva y aparente, que se obtiene con la información del número de pulsos y su duración. Es una herramienta útil para generar los perfiles de cargas del consumo que esta registrando el medidor de potencia.

En la figura 13 se observa la estructura jerárquica del programa, con las diferentes funciones de LabVIEW que se realizaron para cumplir con los objetivos del programa. El nivel jerárquico superior es el de menú y corresponde a las pestañas que se observa en la parte superior de la figura 14. Desde el menú se seleccionan cada una de las opciones del programa, que corresponde a las funciones del nivel inferior que se muestra en la figura 13.

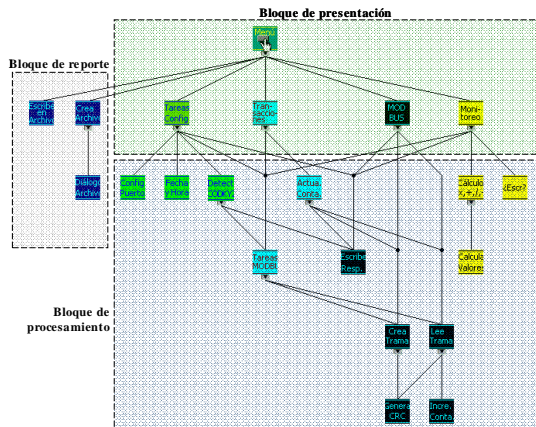


Fig 13. Estructura jerárquica del programa

Desde la opción de monitoreo, que corresponde a las opciones mostradas en la figura 14, se configuran las opciones de monitoreo del programa, los registros a leer, así como el tiempo de medición. Una vez que se oprime la tecla de Iniciar Monitoreos, en forma automática se explora constantemente al CODKEYZ.



Fig 14. Interfaz gráfica de usuario del Soft-KYZ

V. PRUEBAS Y RESULTADOS

Para probar el buen funcionamiento del codificador de pulsos, junto con el VI, se instaló el CODKEYZ en el tablero de distribución principal de la UTM, que está conectado a un transformador trifásico de 100kVA. La estación maestra se ubicó en el laboratorio del Instituto de Electrónica y Computación (IEC), a una distancia de 600m del tablero de distribución. Se utilizó una PC Pentium II, con 250MBytes de RAM. En la figura 15 se muestra un diagrama conceptual de la forma en la que se conectó el sistema.

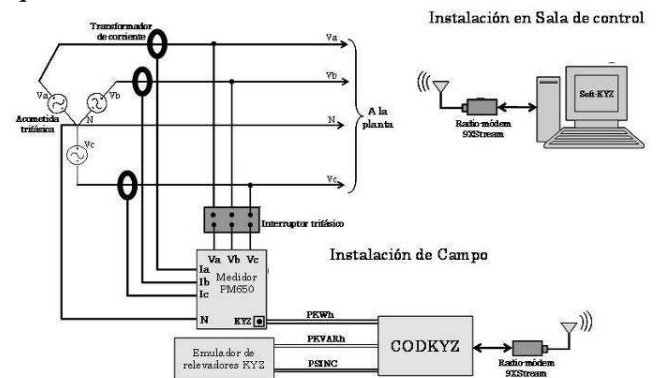


Fig 15. Diagrama de instalación del sistema para las pruebas de campo

La interconexión entre la estación maestra y el CODKEYZ se hizo con dos radio módems de la firma MaxStram, los cuales transmiten a 900MHz, con una potencia de 100mW. Se decidió utilizarlos por ser bajo costo y tener inmunidad a interferencia por que transmiten en espectro disperso. Para cumplir con el alcance, se usaron antenas Yagui de 9dB de ganancia. Con esta configuración se tiene un alcance de 1 km, siempre y cuando se tenga línea de vista.

Por no contar con el permiso para conectarse a las salidas pulsadas del medidor de CFE, en el mismo sitio se instaló un medidor de potencia trifásico modelo PM360 de la firma SquareD [16]. Este medidor solo tiene una salida pulsada, la cual se configuró en modo de potencia activa. Para generar las otras salidas, se diseñó un circuito para generar pulsos y simular la potencia reactiva, y el la sincronía.

En la figura 16 se muestra la instalación del sistema, en la que se encuentran marcados los componentes del mismo. El medidor de potencia se encuentra con su display desde el cual se configuran sus opciones. En la parte superior del CODKEYZ se ubica el radio MODEM. El medidor recibe por cables las 3 señales de voltaje, y la señal de corriente de unos transformadores de 600A/5A.

Conectado el sistema, se ejecutó el VI, con un tiempo de adquisición de 2 horas, y una base de tiempo de 1s. En la figura 17 se muestran los perfiles de carga obtenidos del comportamiento de la red eléctrica de la UTM. En esta figura, la potencia aparente y la activa tienen el mismo perfil, pero la de mayor valor es la aparente, las unidades son en kW. El valor máximo de la potencia activa fue de 49.36 kW. La potencia reactiva es una línea recta, porque es una señal simulada que da pulsos a una frecuencia constante. La demanda máxima en ese instante fue de 45.2kW y el factor de potencia, aunque no es válido, fue de 0.67.

Para verificar el error de las mediciones entre lo obtenido con el sistema y lo registrado por el medidor de potencia PM360, se compararon las mediciones de la energía total, la demanda máxima y la demanda rolada durante un día. En la tabla 1 se muestran los resultados. Como se puede apreciar, el máximo error fue del 0.65%, lo cual es muy bajo.

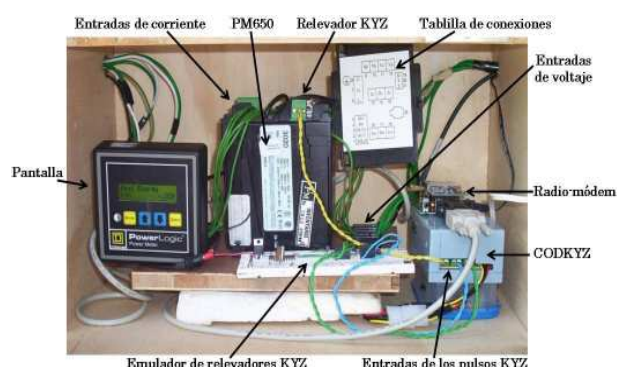


Fig 16. Conexión de los componentes centrales: PM650, CODKEYZ y radio-módem

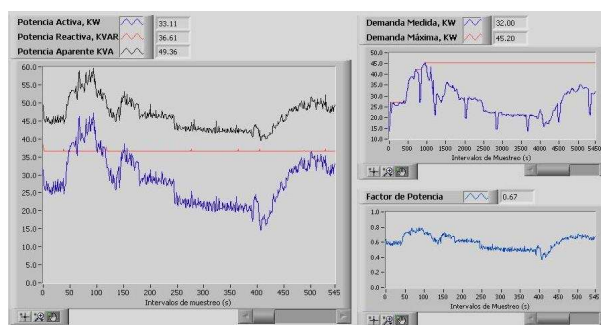


Fig 17. Gráficas reportadas por el Soft-KYZ durante el monitoreo

Tabla 1. Comparación de las mediciones

Variable	PM650	Soft-KYZ	% Error
Energía activa total (KWh)	1951	1951.3	0.01
Demanda máxima (KW)	45	45.2	0.44
Demanda rolada actual (KW)	31	30.8	0.65

VI. CONCLUSIONES

Se ha presentado un sistema que codifica la información pulsada de las mediciones que está realizando un medidor de potencia, y a partir de ella obtiene los perfiles de carga que esta demandando un usuario a la CFE, usando la misma infraestructura que se instala para su facturación. Sin embargo, en las pruebas realizadas se utilizó un medidor comercial por no contar con el permiso de CFE para interconectarse con su equipo.

El error en las mediciones del sistema contra lo que registra un medidor de potencia comercial, es menor a 0.7%. Por tal motivo, se puede concluir que todas las partes del sistema funcionan de manera adecuada, al observar un error tan bajo.

Este dispositivo cumple con los estándares para ser conectado a una red MODBUS de comunicaciones industriales. Para comprobar esto, se usó un convertidor de RS-232 a RS-485 comercial. También se probó con un simulador de MODBUS de libre distribución. En ambos casos el codificador funcionó sin ningún problema.

Como trabajo a futuro, se realizará un controlador de cargas con base en MODBUS y una estación maestra basada en PC que recibirá los datos del CODKEYZ y realizará la apertura y cierre de las cargas a través del controlador de cargas. De esta forma se llevará a cabo el control de la demanda de forma distribuida, ya que los dispositivos se interconectan a través de un bus de campo alambrado o inalámbrico.

En el mercado no se ha encontrado un controlador de demanda máxima en forma distribuida. La mayoría de estos equipos son centralizados o con base en un PLC, por lo que un sistema como el propuesto pudiera tener alguna aceptación en el mercado.

VII. REFERENCIAS

- [1] “*Demanda Máxima Medida*”, Comisión Federal de Electricidad, en <http://www.cfe.gob.mx>.
- [2] Santiago, F. y Ramírez, F.: “Diseño y Construcción de un Simulador de Medidor de Energía Eléctrica para Controladores de Demanda Máxima”. Memorias SOMI XIV: Congreso de Instrumentación, Puebla, México, Octubre de 1999.
- [3] “Sistemas de Control de la Demanda”, <http://www.conae.gob.mx>, Comisión Nacional para el Ahorro de la Energía, en <http://www.conae.gob.mx>.
- [4] Esparza, M. y Altamira, J.: “Controlador de Demanda Máxima”. Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Instituto Tecnológico de Aguascalientes México, 1999.
- [5] Wildi, T.: *Electrical Machines, Drives and Power Systems*. Prentice Hall, USA, 2002.
- [6] Kaschel, H. y Pintol, E.: “Análisis del estado del arte de los buses de campo aplicados al control de procesos industriales”. Facultad de Ingeniería, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Santiago de Chile, Santiago de Chile, 2001.
- [7] Mariño, P., Domínguez, M., Poza, F. y Benigno, J.: “Buses de Campo (I): Características y Aplicaciones”. *Automática e Instrumentación*, España, n° 314, Enero de 2001, pp.69-79.
- [8] Cobo, R.: “Buses de Campo”. *Electroindustria*, México, año 4, n° 31, Marzo de 2003.
- [9] MODBUS-IDA.ORG: *MODBUS Application Protocol Specification V1.1*, USA, 2002.
- [10] MODBUS-IDA.ORG: *MODBUS over Serial Line (V1) Specification and Implementation Guide V1.0*, USA, 2002.
- [11] Lázaro, A.: *LabVIEW 6i: Programación Gráfica para el Control de Instrumentación*. Paraninfo, España, 2001.
- [12] “*LabVIEW graphical development*”, Pagina de Internet de National Instruments en: <http://www.ni.com/labview>
- [13] “*VEE Pro*”, Pagina de Agilent Technologies en: <http://www.agilent.com/>
- [14] Atmel: 8-bit AVR® Microcontroller with 2K Bytes of In-System Programmable Flash AT90S2313, Rev. 08391-AVR-06/02. Atmel Corporation, USA, 2002
- [15] Aparicio Velázquez Enmauel, Codificador de Pulsos KYZ bajo el Protocolo de Comunicaciones MODBUS para Medidores Electrónicos de Energía Eléctrica, tesis de licenciatura, Universidad Tecnológica de la Mixteca, 2004.
- [16] SquareD: *Power-Logic Circuit Monitor Series 2000: Manual de Referencia*, Boletín de Instrucciones n° 3020IB9820. SquareD Company, USA, Agosto de 1999.
- [17] Mariño Espiñeira P.: *Las Comunicaciones en la Empresa: Normas, Redes y Servicios*, Madrid, RA-MA, España 1995.

COMUNICACIÓN DE DATOS VÍA MODEM TELEFÓNICO PARA ESTACIONES REMOTAS

Santiago Cruz Lauro, Bernal Díaz Arcelia

UNAM, Instituto de Ingeniería, Edificio 12, Bernardo Quintana
Primer Piso, Coordinación de Instrumentación
Ciudad Universitaria, Coyoacán, México DF
Tels: 5623 3600 ext: 8831
lsc@pumas.iingen.unam.mx ; arcelia_bernal@yahoo.com.mx

RESUMEN

El presente trabajo muestra un sistema de comunicación de datos vía modem telefónico para estaciones remotas. El sistema opera desde una estación central a varias estaciones remotas. Para el prototipo fueron construidos interfaces de hardware y software. Además dicho prototipo forma parte de un equipo de medición de agua.

Palabras clave: Comunicación, estación remota, estación central, interfaces, modem, limnómetro.

I. INTRODUCCIÓN

En las instalaciones remotas son de gran importancia los medios de comunicación para la transferencia de datos, ya que estas instalaciones están destinadas a medir y registrar diversos parámetros físicos y químicos y transmitirlos a distancia. La información adquirida es enviada a estaciones centrales, lo que se logra mediante diversos tipos de comunicación, destacando entre ellas la radiofrecuencia, la vía satelital, vía Internet y en general las ondas electromagnéticas.

Motivo de este trabajo es que en la Coordinación de Instrumentación del Instituto de Ingeniería de la UNAM se diseñó un limnómetro, figura 1, para la medición de caudales de ríos, y dicho sistema no tiene medios de comunicación remota para la transferencia de datos, únicamente cuenta con medios locales, como son: RS-232C (19200 baudios), SDI-12 (1200 baudios, versión 1.2.) e IrDA (comunicación infrarroja). La comunicación infrarroja es del tipo propietario de bajo nivel, es

decir, el nivel más básico del protocolo, que es el físico. Por lo anterior, y con la intención de dotar al limnómetro con un medio de comunicación remota, es que se diseña y se desarrolla un prototipo de comunicación vía modem telefónico.

Las características más importantes del limnómetro son: márgenes de medición de $\pm 19.999\text{m}$ y de $\pm 199.99\text{m}$; resolución 0.001m a 0.01m ; memoria (EEPROM) de 30,000 datos; intervalos de muestreo programables (1,2,3,4,5,6,10,12,15,20,30 minutos y 1,2,3,6,8,12,24 horas); voltaje de operación $1 \times 1.5\text{V}$ (batería tamaño C); temperatura de operación -20°C a 70°C ; display (1 línea $4\frac{1}{2}$ posiciones); interfaces RS-232, SDI-12 (versión 1.2) e infrarrojo de bajo nivel.

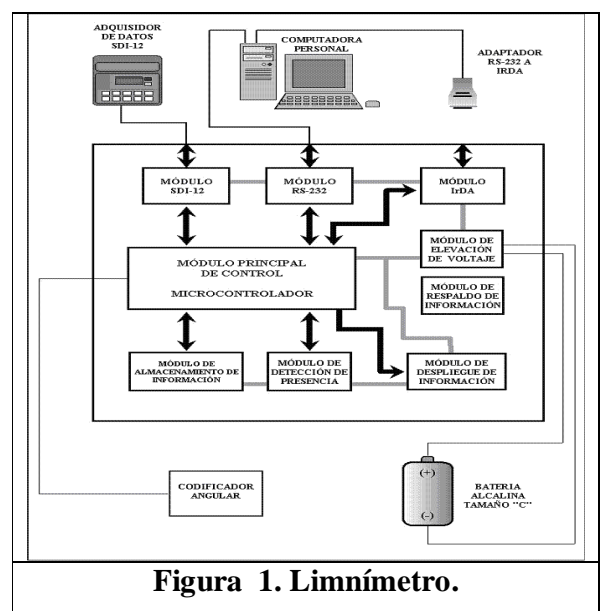


Figura 1. Limnómetro.

A continuación se describe el desarrollo del sistema de comunicaciones por cable, vía modem telefónico, para Estaciones Remotas (ER), Limímetros. La comunicación se establece de las Estaciones Remotas a una Estación Central (EC), ésta última integrada alrededor de una computadora personal (PC), computadora de escritorio o Laptop. Para lograr la comunicación fue necesario desarrollar interfaces de hardware y de software; en el caso de las interfaces de software, éstas se desarrollaron en los lenguajes ensamblador y de alto nivel. Los programas tienen la función de adquirir y almacenar la información colectada por las estaciones remotas. Además de que la transferencia de datos es de manera bidireccional entre las estaciones remotas y la estación central.

En cuanto a los módems telefónicos, cabe recordar que básicamente existen dos tipos, los internos y los externos. Los primeros se instalan en las ranuras de expansión libres que existen en las computadoras y los segundos se colocan fuera de ella. La conexión de los modem externos se realiza a través del puerto serial de la computadora, por medio de un cable de comunicación. En el caso del presente proyecto se emplearon modems externos.

II. MÉTODO

El sistema diseñado y desarrollado consta de una Estación Remota y una Estación Central –ambas con hardware y software, figura 2. La Estación Remota la constituyen, además del módem telefónico, los elementos mostrados en la figura 1. Mediante la estación remota se puede adquirir y almacenar información correspondiente al nivel de agua en los ríos, para después enviarla vía línea telefónica mediante un modem externo. En lo que corresponde a la Estación Central, ésta la constituye una computadora personal (PC) y un modem externo, éste último conectado al puerto serie RS232 de la PC. Cabe comentar que también se puede utilizar una computadora Laptop y la conexión hacerla por RS232 o USB. Para la operación adecuada de la EC se desarrolló una interfaz de software para la captura de datos y su posterior procesamiento.

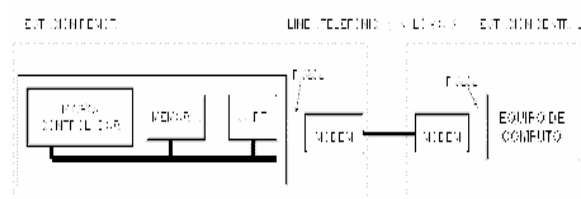


Figura 2. Comunicación vía módem telefónico.

La comunicación vía modem telefónico, en general, cumple el siguiente esquema de comunicación:

1. El módulo fuente de información debe activar un camino directo de datos o bien debe proporcionar la identificación del sistema destino deseado.
2. El módulo fuente debe asegurar de que el destino está preparado para recibir datos.
3. La aplicación de transferencia de datos en el origen debe asegurarse de que el programa gestor en el destino está preparado para aceptar y almacenar el archivo para el usuario determinado.

HARDWARE DE LA ESTACIÓN REMOTA

La Estación Remota (hardware/software) se desarrolló con base un microcontrolador, para controlar la adquisición y registro de datos. Para el caso particular del diseño en cuestión, el microcontrolador empleado es de la familia AVR de ATMEL, el circuito es de tipo CMOS, de una familia de microcontroladores RISC de ocho bits, cuenta con una unidad de recepción y transmisión asíncrona UART, mediante la cual es posible implementar la comunicación RS-232. El microcontrolador es el encargado de generar los tiempos necesarios en la transmisión, de acuerdo a la velocidad deseada. Para el envío de datos se escribe en un registro y para verificar la información que llega de algún dispositivo externo se lee otro registro de llegada. La velocidad de transmisión se configura en un registro del microcontrolador. De igual forma, la unidad de comunicación serial asíncrona del microcontrolador contará con un sistema de detección de errores de formato y de desbordamiento. Se cuenta con una memoria para

el almacenamiento de datos, una UART, varios circuitos lógicos y un modem telefónico. La operación de las interfaces de hardware es controlada mediante la programación correspondiente a la estación remota, la que se desarrolla en lenguaje de máquina.

El modem externo que se empleó es el modem CN5614XR, figura 3. El CN5614XR es un modem externo del alto rendimiento para datos/fax/voz. Está construido con base en el circuito integrado de Conexant SmartSCM, que ofrece las últimas innovaciones del diseño y alta velocidad del modem.

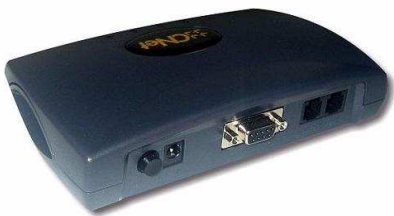


Figura 3. Módem telefónico externo.

En la tabla 1 se muestran las características principales del módem externo. En la tabla 2 se proporcionan sus especificaciones técnicas.

Tabla 1. Características del modem telefónico.

Características del modem telefónico
Compatible con Win95/98/2000/NT/ME/XP
Salidas para altavoz y micrófono
Comunicación Full Duplex
56kbps ITU V.90 Data/Fax
Software de comunicación incluido
Estándar de la industria
Cumple con las Normas de SCT

Tabla 2. Especificaciones del modem telefónico.

Especificaciones del modem telefónico	
Estándares en modulación de datos	Itu-t V.90, V.34, V.32bis, V.23, V.22bis, V.22a/b, V.21, Bell 212A y 103
Compresión de datos	ITU-V.42bis, Clase 5 De Mnp
Corrección de errores	ITU-V.42 LAPM y MNP2-4
Modulación de fax / estándar de protocolos	V.17, V.29 a 14.000 BPS Clase 1 de EIA
Indicadores del panel delantero	SR, TR, CD, SD, RD, RTS, CTS, OH
Interfaz física	interfaz serial RS-232/V.24
Requisito de Voltaje	Entrada: 120 o 230VAC Salida: 9VAC 1000mA

SOFTWARE DE LA ESTACIÓN REMOTA

En lo que corresponde a la programación del microcontrolador AVR, para el manejo de todas las interfaces, se hizo uso del lenguaje ensamblador. En el programa que controla al módem telefónico se emplean los comandos Hayes. Para lograr la comunicación de un modem telefónico fuente a uno destino se lleva a cabo la siguiente secuencia: el modem destino verifica su estado (activo o inactivo), este estado puede ser monitoreado mediante el comando ATA, el cual es transmitido por una PC o el microcontrolador, según la forma de transmisión que puede ser de estación central a remota ó de estación remota a central. El modem responde de dos maneras: OK o ERROR; si el dispositivo está activo, la respuesta al comando ATA es OK, de lo contrario el modem está inactivo. Cuando el modem está en calidad de activo, se envía el comando ATH1 para dar línea, si el comando es exitoso, responde con un OK; posteriormente, se marca el número del modem destino con el comando ATDnúmero, emitiendo en el teléfono destino un comando RING, el cual contesta con el comando ATA, para enlazar la comunicación. Una vez que la comunicación se establece, el modem fuente está configurado con el baudaje de 9600, para llevar a cabo el intercambio de información entre los módems. Para concluir con la comunicación se emite el comando +++AT, el cual concluye la transferencia de datos. En la figura 4 se muestra la secuencia antes descrita.

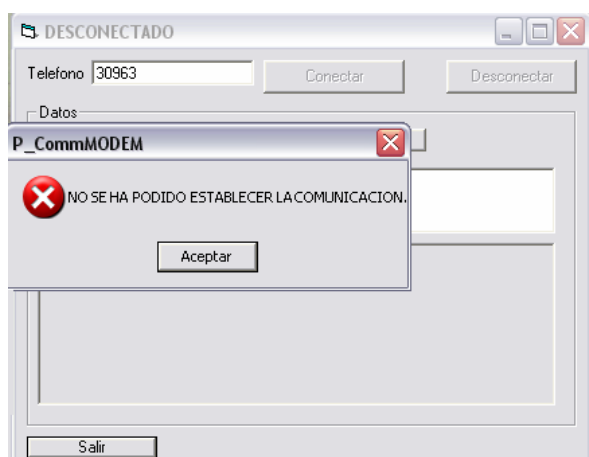


Figura 5. Error en la comunicación.

El segundo caso es cuando los modem logran establecer la comunicación, la ventana muestra dicha conexión en la parte superior izquierda, presenta el número al que se conectó; en este momento la interfaz se encuentra lista para transmitir y recibir datos, como se muestra en la figura 6.

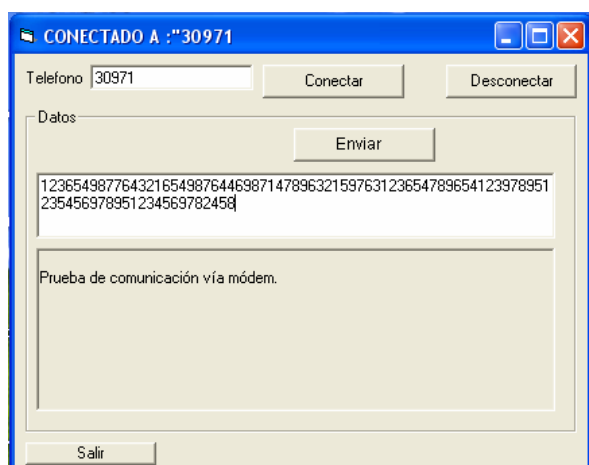


Figura 6. Transmisión de datos.

Una vez que fueron recibidos y transmitidos los datos se tiene la opción de desconectar el puerto con el que se trabajó. Los datos adquiridos de la estación remota se pueden almacenar en un archivo con extensión .TXT, para esta opción el *path* del archivo está definido en la programación. El nombre del archivo tiene el siguiente formato: día, mes, año, horas, minutos y segundos, figura 7. Los datos almacenados en el archivo TXT, pueden ser

exportados a diferentes tipos de archivo como pueden ser: *.xls, y *.doc, para su respectivo análisis.



Figura 7. Almacenamiento de datos.

En la figura 8 se muestra una prueba en el laboratorio del sistema de comunicación desarrollado.



Figura 8. Almacenamiento de datos.

III. CONCLUSIONES

El sistema responde a las necesidades planteadas y opera en equipos de cómputo (PC) o equipos portátiles (Laptop). Los cuales cuentan con un programa de comunicación que se ejecuta bajo la plataforma Windows, que permiten la adquisición de la información almacenándola en archivos de formato de texto, que pueden ser analizada utilizando Excel o Word.

Para la comunicación vía modem telefónico se debe contar con una línea telefónica. La disponibilidad de las líneas dedicadas es la

desventaja principal en este medio de comunicación, más aun cuando se requiere el tratamiento de varios puntos de control. La ventaja de este tipo de comunicación es la posibilidad de realizar una comunicación punto-multipunto.

Cabe destacar que el sistema de comunicación vía modem telefónico le agrega mayor versatilidad a los medios de comunicación de los que dispone el limnómetro. Considerando que actualmente se le han agregado, además de la comunicación vía modem telefónica, las comunicaciones vía USB, infrarrojo, satelital y GSM (Sistema Global para las Comunicaciones Móviles. Con ello la ER presenta grandes ventajas sobre otros sistemas de comunicación vía modem telefónico, ya que en los equipos comerciales la inclusión de cada una de estas alternativas requiere de versiones diferentes al módulo básico de ER que vende el proveedor.

Por último, la medición de caudales en ríos desempeña un papel de suma importancia, ya que la información del caudal del agua es muy útil en el caso de inundaciones, así como la aplicación en diversas áreas de estudio, como pueden ser: biológicas, ecológicas, geológicas, hidráulicas y de e ingeniería. Además con desarrollos como éste se contribuye en la generación de equipos de medición propios con diseño y desarrollo nacional.

IV. REFERENCIAS

- [1] Stallings, W., *Comunicaciones y Redes de Computadores*, PEARSON PRENTICE HALL, España, 2004.
- [2] Kate G., "Edición Especial Visual C++® 6, España, Prentice Hall, 1999.
- [3] Brey Barry, B., *Los Microprocesadores INTEL, Arquitectura, programación e Interfaces*, México, Prentice Hall, 1994.
- [5] Ceballos, Francisco J., *Enciclopedia de Microsoft® Visual Basic 6*, Alfaomega, 1997.
- [6] Hall Douglas, V. *Microprocessors and interfacing programming and hardware*, E.E.U.U. Mc Graw Hill, 1992.
- [7] Huidobro, J., *Manual de Telefonía, Telefonía Fija y Móvil*, Paraninfo, España 1998.
- [8] Kate G., *Edición Especial Visual C++® 6*, España, Prentice Hall, 1999.
- [9] Mandado, E., *Sistemas electrónicos digitales 7ª edición*, México, Alfaomega, 1991.
- [10] Nava, I., "Diseño y Construcción de un Adquisidor de Datos y un Codificador Angular para Medición de Nivel de Agua", México, UNAM, 2004.
- [11] Predko, Michael, *Programming and customizing PICmicro microcontrollers*, Second edition, USA, McGraw-Hill, 2002.
- [12] Shapiro J., *Visual Basic .NET*, España, Mc Graw Hill, 2003.
- [13] Stallings, W., *Comunicaciones y Redes de Computadores*, España, Pearson Prentice Hall, 2004.
- [14] Tocci, Ronald J. *Microprocessors and microcomputers / Hardware and software*, Fifth edition, USA, Prentice Hall, 2000.
- [15] *AVR Risc Microcontroller*, ATMEL Corporation, August 1999.
- [16] *Microcontroller Data Book*, AT89 Series, ATMEL Corporation, December 1997.
- [17] *Microcontroller Data Book*, MICROCHIP, 2005.
- [18] *National Analog and Interface Products Data Book*, National Semiconductor, 2002.
- [19] *Nonvolatile data memory*, ATMEL Corporation, December 1998.

Control en tiempo real de procesos dinámicos rápidos

Garibay Jiménez Ricardo, Garibay Martínez Alberto

Dpto. de Ingeniería de Control / DIE / FI UNAM. Tel. 56223130, e-mail: rgaribay@servidor.unam.mx

Ingeniería Electrónica / UAM Azcapotzalco. Tel. 56684288, e-mail: alberto.garibay@gmail.com

Resumen¹

El propósito de este trabajo consiste en presentar el desarrollo de controladores de lazo cerrado de procesos dinámicos con constantes de tiempo del orden de milisegundos, los cuales requieren la característica de tiempo real, con el fin de ejecutar la función de control con certidumbre en el tiempo y así proveer una mayor seguridad en la operación del sistema. Se presentan dos esquemas de realización, el primero basado en una tarjeta *PCI* de procesamiento en tiempo real, y el segundo en arreglos de compuertas programables en campo (*FPGA* por sus siglas en inglés)

Palabras clave: control de lazo cerrado, control en tiempo real, determinismo, dispositivos *FPGA*.

Glosario de términos

LabVIEW 7.1. Es un software de programación gráfica de la marca Nacional Instruments para la creación de instrumentos y controladores virtuales.

LabVIEW Real-Time Module 7.1 o LabVIEW RT. Es un módulo de software para la programación y operación de dispositivos de control en tiempo real.

LabVIEW FPGA. Es un módulo de software para desarrollar elementos que

son implantados en el hardware *FPGA* (*Field Programmable Gates Array*).

PCI 7041/6040. Es una tarjeta para instalar en el bus *PCI*, con procesador y sistema operativo de tiempo real, para la ejecución autónoma de los programas de control, incluye la tarjeta de adquisición de datos *NI-DAQ 6040*.

cRIO 9002 (Reconfigurable Input Output). Es un controlador de arquitectura de software flexible y operación autónoma en tiempo real, con módulos de entradas y salidas reconfigurables, y módulos basados en elementos *FPGA*.

1. Introducción

La motivación principal de este trabajo ha sido la de construir dos plataformas de control de lazo cerrado de propósito general, en las que puedan incluirse algoritmos de control lineal y no lineal, aplicables a diferentes procesos de tipo experimental o industrial. Inicialmente se ha trabajado con la clásica acción Proporcional-Integral, pero los resultados obtenidos pueden hacerse extensivos a otros algoritmos. Ambas plataformas emplean la misma base tecnológica, lo que permite acumular el conocimiento para avanzar en desarrollos mejorados.

También se ha tenido como propósito experimentar la aplicación de controladores digitales en procesos de dinámica rápida, en donde el período de muestreo sea del orden de milisegundos o menor, incluyendo los mecanismos de

¹ Este trabajo se realizó bajo el auspicio del Proyecto CONACYT 017875.

verificación de dichos tiempos de muestreo y de la dinámica del sistema de control en las condiciones de muestreo rápido.

Las plataformas de control en tiempo real serán usadas en los laboratorios de control de la Facultad de Ingeniería de la UNAM para fines docentes, de investigación o de aplicación industrial.

2. Sistemas de Tiempo Real

Un sistema de tiempo real realiza el procesamiento de la información, respondiendo a estímulos de entrada, dentro de un periodo de tiempo finito y específico. Por lo tanto, el correcto funcionamiento de un sistema de tiempo real no solamente depende de la obtención del resultado esperado, sino también de que este resultado se presente en el tiempo en que debe ser producido.

Algunos procesos requieren que la ejecución del ciclo de control se realice dentro de un límite máximo de tiempo, asegurar la estabilidad y operación segura del mismo, es decir, el tiempo juega un papel crítico, o dicho formalmente es una aplicación altamente *determinística*. Los sistemas de control en tiempo real aplicados a procesos industriales, funcionan sobre una computadora que cuenta con un sistema operativo de tiempo real, donde el programador es capaz de asignar distintas prioridades a distintas tareas que corren en paralelo, y de especificar los tiempos de ejecución de cada una de esas tareas.

3. Plataforma basada en *LabVIEW RT* y la tarjeta *PCI-7041/6040E*

LabVIEW es un lenguaje gráfico de programación de alto nivel desarrollado por *National Instruments* como un

entorno de programación dedicado a facilitar la construcción de sistemas basados en una computadora para la adquisición, análisis y presentación de datos, principalmente en los campos de control y automatización de procesos, la realización de pruebas a equipos e instrumentos, y la programación de procesadores digitales de señales. Los programas desarrollados en *LabVIEW* se denominan *instrumentos virtuales*, dado que presentan un panel de operación similar a los instrumentos tradicionales, como osciloscopios, generadores, multímetros, etc.

El módulo *LabVIEW RT* es una extensión del software principal que ofrece el mismo entorno de programación gráfica, además de ciertos elementos de programación propios para el desarrollo de sistemas en tiempo real, como los *ciclos while temporizados* o *Timed Loops*, *RT FIFOs*, escritura y lectura en memoria compartida y otros. Además, *LabVIEW RT* descarga automáticamente el programa desarrollado en una tarjeta objetivo, y provee la comunicación con la tarea que se ejecuta en la misma. En este caso, la tarjeta objetivo es la *PCI-7041/6040E*, que cuenta con un sistema operativo de tiempo real y una versión de *LabVIEW* capaz de ejecutarse sobre este sistema operativo (*LabVIEW Real-Time Engine 7.1*). La tarjeta se instala en el bus PCI de la computadora anfitrión o *host* y la comunicación con se hace a través de la memoria compartida, como se muestra en la Figura 1a.

Como se muestra en la Figura 1b, son dos las tareas que se ejecutan en la tarjeta objetivo, el lazo de control que corre con alta prioridad, y en paralelo el lazo de comunicación con menor prioridad, encargado de transferir datos del lazo de control por medio de las funciones *RT*

FIFOs, los que luego serán enviados por medio de la memoria compartida a la interfaz con el usuario ejecutándose en el *host*. En general se requiere esta división de lazos ya que las tareas de comunicación son inherentemente no determinísticas. El lazo de control y el lazo de comunicación reciben prioridades y tiempos de ejecución con *ciclos while temporizados*.

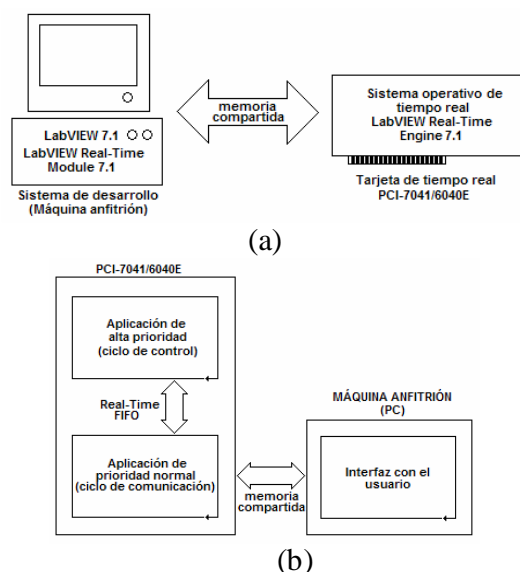


Figura 1. Plataforma con LabVIEW RT y tarjeta PCI-7041/6040E.

La Figura 2 muestra el esquema de integración de este sistema de control.

4. Plataforma de control basada en LabVIEW cRIO

Los dispositivos *FPGA*, son circuitos integrados de compuertas lógicas que no han sido conectadas, cuya funcionalidad puede ser definida usando software. Los *FPGA* se usan comúnmente como componentes de procesamiento en electrónica de bajo a mediano volumen. Los *FPGA* también se encuentran en aplicaciones que son reconfiguradas en el campo.

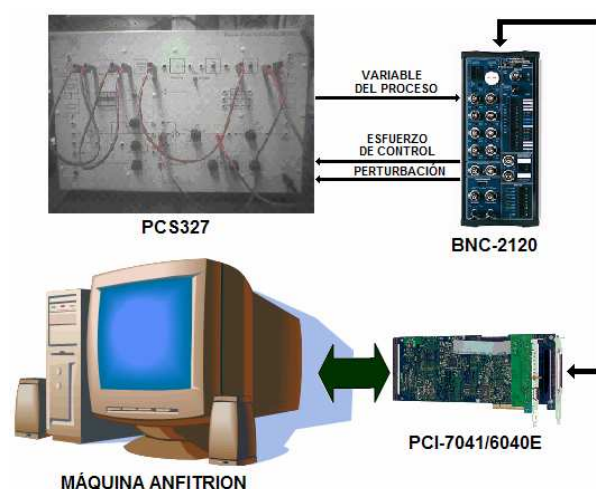


Figura 2. Esquema del sistema de control de tiempo real.

Típicamente, los *FPGA* se programan usando herramientas de software de desarrollo como *VHDL* y *Verilog*, que no han sido ampliamente difundidos. El software *LabVIEW FPGA* permite configurar el hardware *FPGA* de National Instruments para que se pueda tomar ventaja del rendimiento y la flexibilidad de los *FPGA* sin necesidad de aprender las herramientas de diseño de bajo nivel. El hardware *FPGA* es instalado en el controlador *cRIO*.

Con el software *LabVIEW FPGA*, se puede desarrollar el control y hardware de medición con la ventaja de que la representación del tiempo, concurrencia y el paralelismo del hardware del *FPGA* es muy intuitiva para implementar. Cuando se usa un sistema basado en *LabVIEW FPGA* se tiene el software de aplicación corriendo en *Windows* o en un sistema operativo de tiempo real (*RTOS* por sus siglas en inglés), sin embargo, hay un *driver* llamado *NI-RIO* que provee las funciones de interfaz para interactuar con el proceso.

En el controlador *cRIO* el hardware *FPGA* está constituido por dispositivos de

la serie C, cuya funcionalidad puede modificarse con *LabVIEW FPGA*. Con este paradigma, el usuario final tiene una plataforma de *Entrada/Salida (I/O)* con el rendimiento y la flexibilidad de un *FPGA*, y un nivel de diseño de hardware a nivel de tarjeta. Los controladores *cRIO* embebidos de National Instruments ofrecen ejecución autónoma y potente para aplicaciones determinísticas de *LabVIEW Real-Time*.

El sistema de circuitos *FPGA* de *cRIO* es un motor de computación reconfigurable, de procesamiento paralelo que ejecuta las aplicaciones determinísticas a velocidades de hasta 100 veces más rápidas de lo que era posible anteriormente. Con *cRIO*, se pueden implantar sistemas de control PID analógicos de lazos múltiples que exceden las 100 *Kmuestras/s* y sistemas de control digital en velocidades de ejecución de lazo, de hasta 1 *Mmuestras/s* y evaluar múltiples escalones de lógica booleana en menos de 25 *ns*.

El controlador *cRIO-9002* de la Figura 3 incluye un procesador en tiempo real de punto flotante de 200 *MHz*, el chasis *cRIO-9102* reconfigurable de ocho ranuras con *FPGA* de 1 millón de compuertas, el módulo de ocho *Entradas Analógicas 9201* que acepta un rango de ± 10 *V*, y el módulo de 4 *Salidas Analógicas* con un rango de salida de voltaje de ± 10 *V*. Se programó el hardware *cRIO* usando *LabVIEW* y sus módulos *LabVIEW RT* y *LabVIEW FPGA*.



Figura 3. Controlador LabVIEW cRIO

5. Análisis del sistema de control

Para establecer el proceso a controlar se utilizó el simulador *PCS327* de la marca Feedback, en donde se pueden simular procesos dinámicos de hasta tercer orden. El modelo empleado es mostrado en la Figura 4, donde se indican la función de transferencia de la planta y del controlador PI.

$$G_p(s) = \frac{100^3}{(s+100)^3} \quad G_c(s) = K \frac{\left(s + \frac{1}{T_i}\right)}{s}$$

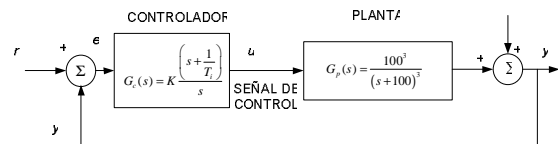


Figura 4. Modelo del sistema de control

Para el sistema mostrado, los parámetros de comportamiento dinámico que se calcularon a partir de la técnica del lugar geométrico de las raíces, se verificaron en simulaciones, antes de pasar a la etapa experimental. Las graficas de la respuesta $y(t)$ del sistema controlado se obtuvieron de las correspondientes simulaciones en *Matla*, mismas que se muestran en la Figura 5. En color negro se tiene la salida para $K=1$ y $T_i = 10$ [*ms*]. En rojo se tiene la salida correspondiente a $K = 1.5$ y $T_i = 20$ [*ms*].

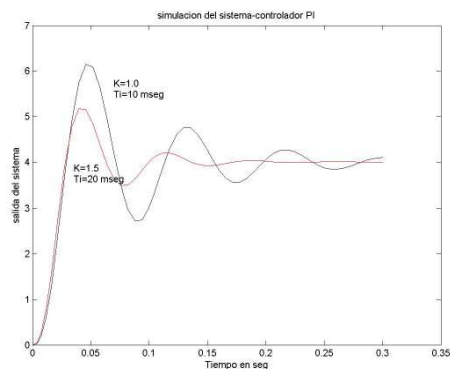


Figura 5. Gráficas de la respuesta $y(t)$ del sistema simulado en *Matlab*

Complementariamente se simuló el sistema de control considerando el escaneo o tiempo de actualización de la acción del controlador basado en la computadora; es decir, la señal de control se hizo pasar por una etapa de muestreo y retención para emular la función del dispositivo digital de control. Al respecto, se obtuvo la respuesta con los mismos parámetros de la primera simulación, incluyendo el tiempo de actualización o muestreo de $2 [ms]$, tal como se experimentó con las plataformas de control en tiempo real. La figura 6 muestra el resultado de estas simulaciones.

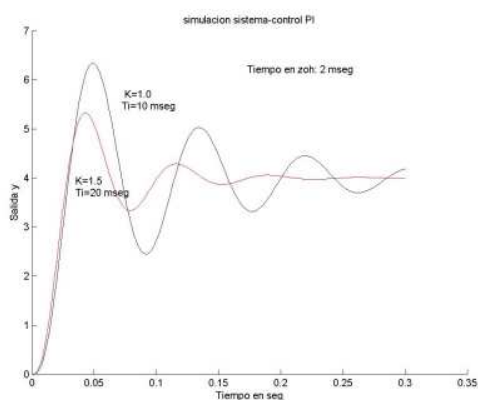


Figura 6. Gráficas de la repuesta del sistema simulado, para un período de muestreo de $2 [ms]$ con $K = 1$, $T_i = 10 [ms]$ y $K = 1.5$, $T_i = 20 [ms]$.

6. Desarrollo de la aplicación y experimentos

6.1. Programación en LabVIEW RT y la tarjeta PCI-7041/6040E

Como condición de tiempo real se consideró que cada ciclo del lazo de control debe ejecutarse en un máximo de $1 [ms]$ tal suerte que se asegure un alto determinismo en la ejecución del lazo de control. El lazo de comunicación se programa para un período de $5 [ms]$. La

Figura 7 muestra la interfaz de usuario del controlador, ejecutándose en la máquina anfitrión con un tiempo de actualización de $30 [ms]$. Aquí un operador puede modificar el valor de referencia, observar la operación del sistema y almacenar datos.

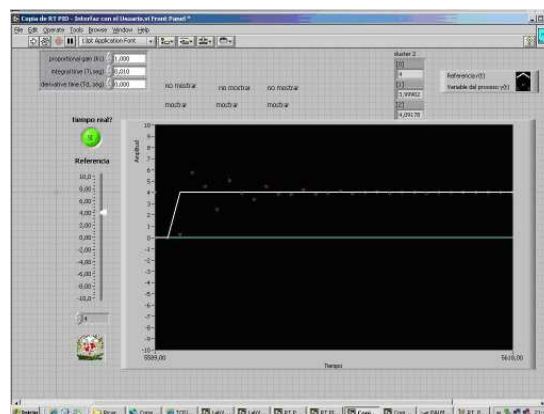


Figura 7. Panel de la interfaz de usuario del controlador en el módulo RT.

En la Figura 8 se muestran las gráficas de la respuesta del sistema físico a un cambio en la referencia de tipo escalón, para los mismos parámetros del controlador usados en las simulaciones. Se verificaron los parámetros de comportamiento dinámico de sobrepaso y tiempo de levantamiento; es decir, los resultados experimentales del controlador PI de tiempo real se apegaron a lo previsto en el análisis y la simulación, con lo que se comprobó que el control se llevó a cabo con las especificaciones establecidas.

Además, se tuvo un gran cuidado en verificar que la ejecución del lazo de control se realizara en forma determinística, en el período especificado de $1 [ms]$, para lo cual se implantó la herramienta de seguimiento de la ejecución (*Execution Trace Toolkit*), con la cual se monitorea el tiempo de

ejecución real de cualquier tarea o ciclo dentro del programa.

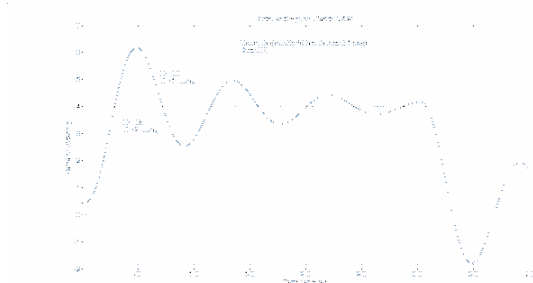


Figura 8. Respuesta del proceso físico con el controlador PI de tiempo real y ejecución de 1 [ms]

En el despliegue del desempeño dado por la herramienta de seguimiento de la ejecución, mostrado en la Figura 9, resalta la precedencia del ciclo de control sobre el lazo de comunicación, cuando el primero termina de ejecutarse, libera el tiempo de procesamiento al segundo, considerando la sincronización del inicio de los lazos, con lo cual figura verificamos que el ciclo de control tarda en ejecutarse 1 [ms] en promedio.

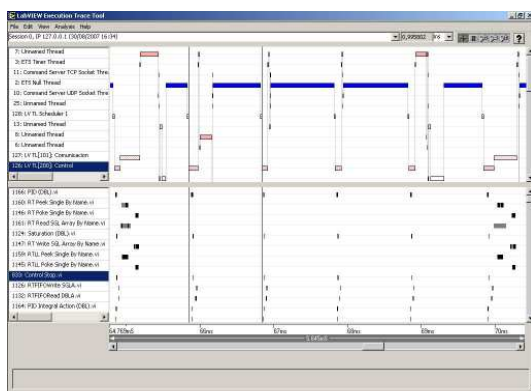


Figura 9. Execution Trace Tool para el programa ejecutado en la tarjeta 7041.

6.2. Programación en cRIO-Control PI en Host

En el sistema CRIO se tiene la opción de realizar el control en el Host o

directamente en el FPGA con su respectiva interfaz en el Host.

Para el controlador que se implantó en el Host se tuvo que desarrollar una aplicación que corre directamente en el FPGA que obtiene datos de calibración de los módulos de adquisición (9201/9263), ya que aquí se realiza la adquisición de la variable a controlar y se generan los valores que se envían a la entrada del proceso. Cabe mencionar que solo se pueden emplear valores binarios cuando se trabaja en el FPGA.

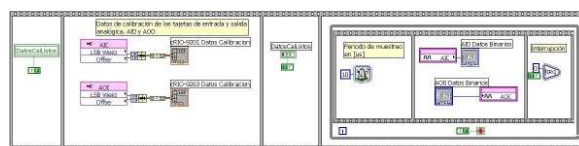


Figura 10. Diagrama de bloques del VI en el FPGA Target (módulo cRIO-9102).

Para programar el controlador en el Host se convirtieron los valores binarios obtenidos del FPGA a valores nominales, de igual forma la salida del control se tuvo que convertir a valores binarios para poder mandarlos por el módulo de salida analógica y la sincronización se hizo por medio de interrupciones. La interfaz de usuario, que se programó en la computadora anfitrión (Host), se muestra en la Figura 11 y el panel de operación de la misma, en la Figura 12, en operación con el control y el proceso. El despliegue de las variables se hizo con valores nominales.

Como parte de las pruebas del sistema se verificó el control del proceso dinámico, para lo cual se obtuvieron las gráficas de la respuesta del sistema para un cambio de la referencia de tipo escalón. Se comprobó que el comportamiento del lazo de control PI de tiempo real, realizado en el dispositivo cRIO, expresado en el sobrepaso y tiempo de levantamiento de

la respuesta, es bastante aproximado al sistema simulado, para los mismos parámetros del controlador. Es decir, los resultados experimentales del controlador tiempo real se apegaron a lo previsto en el análisis y la simulación, como se muestra en la Figura 13.

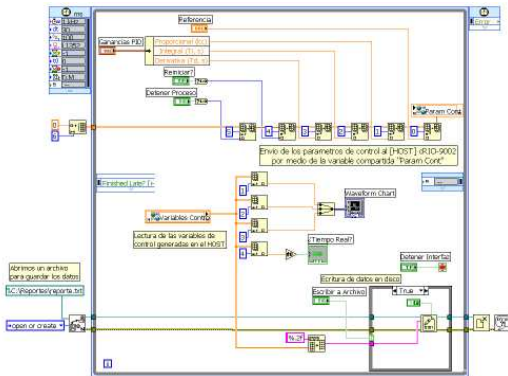


Figura 11. Programa de la interfaz de usuario en la maquina anfitrion.

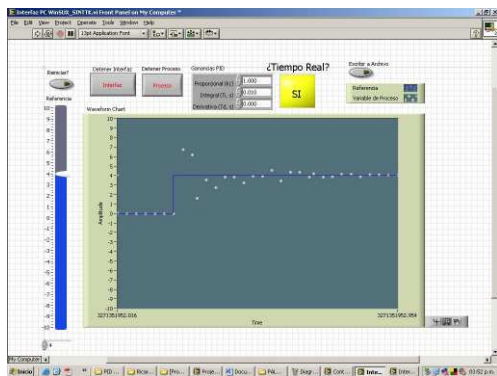


Figura 12. Panel de la interfaz de usuario del controlador basado en cRIO

Con la herramienta de seguimiento de la ejecución del programa ejecutado en el *host*, se pudo verificar que el lazo de control se ejecutó en forma determinística en el período especificado de 2 [ms]. Se agregó la función *Execution Trace Toolkit* para medir el desempeño del ciclo de control, de acuerdo con lo descrito para el *Módulo RT/7041*.

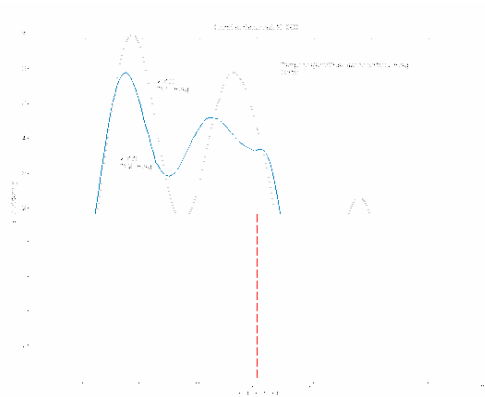


Figura 13. Gráficas de la respuesta a escalón del sistema de control en la plataforma cRIO 9002.

En la Figura 14 se muestra que el desempeño del ciclo es de 2 [ms] de acuerdo con lo especificado y diseñado. También puede observarse el tiempo empleado en el manejo de datos por las variables compartidas.

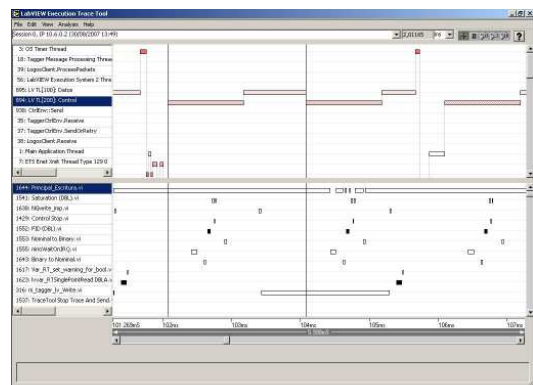


Figura 14. Execution Trace Tool para el ciclo de control en cRIO 9002.

7. Conclusiones

Los controladores desarrollados representan una opción real en el control de lazo cerrado de procesos dinámicos rápidos con constantes de tiempo del orden de 10^{-2} s, ya que se verificaron, en cada uno de ellos, las características dinámicas esperadas bajo el esquema de

control PID y mejores características de determinismo. La programación gráfica permite una mayor rapidez y versatilidad en el desarrollo de soluciones desde la etapa de adquisición de datos, hasta el despliegue y reporte de las variables.

LabVIEW Real-Time Module y la tarjeta *PCI-7041/6010E* proporcionan una plataforma sencilla y muy intuitiva para la programación y el desarrollo de sistemas de tiempo real. Con ello pueden construirse sistemas de control en poco tiempo y con amplio margen de certidumbre en el desarrollo. El tiempo de ejecución del lazo de control que se logró fue de 1 ms , lo cual, concuerda con la información de referencia, que indica que en estas plataformas la velocidad de ejecución de un lazo puede llegar hasta 40 KHz (0.025 ms).

LabVIEW FPGA y el hardware *cRIO* permiten dos diferentes esquemas de solución, si la función de control corre en el *host*, se tiene un desempeño y parámetros de tiempo y velocidad como los indicados en el primer desarrollo; y aunque no se experimentó con el control PID discreto implantado en el *FPGA*, se tuvo contacto con una tecnología que puede brindar otras opciones de control en tiempo real, ya que por su velocidad de ejecución, en el orden de nano-segundos, puede darnos desempeños más cercanos al verdadero tiempo real.

Los objetivos originalmente planteados fueron cumplidos, en cuanto al conocimiento de las tecnologías se pudieron abordar dos esquemas del mismo fabricante y acumular el conocimiento para avanzar en desarrollos mejorados; asimismo, en cuanto al manejo de procesos de dinámica rápida es importante mencionar que se manejaron procesos experimentales que requieren

frecuencias de muestreo del orden de milisegundos, en donde fue posible verificar el comportamiento dinámico simulado y el alto grado de determinismo alcanzado. Por ello, las plataformas obtenidas representan una solución real, efectiva y muy confiable para continuar en la experimentación de sistemas y algoritmos de control y de ser posible en la solución de problemas de control automático en el ámbito industrial.

Referencias

- [1] Guadarrama, Mondragón, Controlador Virtual Determinístico por Modelo Interno, Tesis de Licenciatura. UNAM, 2006
- [2] Burns, Alan y Andy Wellings, Real-Time Systems and their Programming Languages, Inglaterra, Addison-Wesley, 2001.
- [3] Lawrence Peter y Konrad Mauch, Real-Time Microcomputer System Design: An Introduction, Estados Unidos, McGraw Hill, 1987.
- [4] National Instruments Corporation, DAQ Getting Started Guide, 2005.
- [5] LabVIEW Real-Time Module User Manual, 2004.
- [6] PCI-7041 User Manual, octubre 2002.
- [7] CompactRIO
<http://www.ni.com/compactrio/>
- [8] LabVIEW 8 FPGA Module Training
<http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/3555#toc0>
- [9] Real-Time Execution Trace Toolkit
http://www.ni.com/toolkits/lv_exec_trace.htm

DETECCIÓN DE PIEL MEDIANTE ANÁLISIS DE COLOR EN SECUENCIAS DE IMÁGENES ADQUIRIDAS POR UNA WEBCAM

Rubén Posada Gómez², Luis Humberto Sánchez Medel¹

Departamento de Postgrado e Investigación, Instituto Tecnológico de Orizaba
Av. Instituto Tecnológico No.852, Col. Emiliano Zapata C.P. 94320, Orizaba Veracruz México.
Tel: 01(272) 7244096 Correo Electrónico: ruben.posadagomez@gmail.com², lsmedel@gmail.com¹

RESUMEN

La interacción humano-computadora es un campo en constante evolución, teclado, mouse y joystick son algunos de los dispositivos que han sido desarrollados para llenar esta necesidad, sin embargo nuevas formas de comunicarse se están desarrollando como el control por voz o imagen. La detección de piel es usualmente la primer etapa en diversas aplicaciones como la detección y reconocimiento de rostros, manos, el control de dispositivos hardware o software y tiene una gran aceptación debido a que es capaz de discernir en una escena compleja una persona del fondo. Existen diversas técnicas para detectar la piel, siendo la detección por color un método veloz, invariante a la escala, rotación, etcétera; a pesar de esto, presenta problemas al momento de seleccionar el umbral para la binarización de la imagen debido a que esto se realiza manualmente mediante prueba y error sin un patrón guía.

El presente artículo aborda este problema proponiendo la detección de piel en 5 planos de color mas el movimiento, basándose en medidas puntuales promedio, además de hacer uso de diversos filtros morfológicos en orden de discernir áreas de píxeles piel del fondo de la imagen y probar el algoritmo en imágenes continuas de video captadas por una cámara web en orden de localizar una mano.

Palabras clave: Detección de piel, planos de color, procesamiento de imágenes en LabVIEW, segmentación de color.

I. INTRODUCCIÓN

El incremento de recursos computacionales ha provisto los medios necesarios para una mejor interacción humano-computadora, como el control por voz y video. Dentro de los diferentes tipos de interacción, el reconocimiento de imágenes de seres humanos ocupa un lugar importante, debido a que es utilizada para rastrear, identificar rostros, manos y diversas partes del cuerpo que aportan información al sistema de cómputo, con el fin de crear aplicaciones interesantes como el control del cursor de la computadora mediante la detección y registro de manos, reconocimiento de gestos en el uso de lenguaje signado [1, 2], reconocimiento de usuarios mediante el rostro [3], detección de transeúntes [4], detección de imágenes de clasificación adulta [5] entre otras aplicaciones. La detección de piel es un método ampliamente utilizado debido a que ayuda el reconocimiento de instrucciones humanas en sistemas de visión computarizada, limitando el campo de búsqueda en segmentos de piel a su vez incrementando la velocidad del procesamiento al discernir entre píxeles-piel de píxeles-no-piel.

La etapa de detección de piel puede ser realizada por diversas técnicas, entre ellas: movimiento [6] y umbralización, en este último caso se emplean técnicas posteriores como algoritmos genéticos [7], tablas normalizadas de operaciones de búsqueda o "look up table" (LUT) [8], clasificadores Bayes [8] etcétera, con el objetivo de identificar áreas de píxeles piel; sin embargo todas estas etapas funcionan con la imagen binarizada a partir del color. Existe un problema en la umbralización de la imagen en color principalmente por los límites

que se deben de tomar, debido que son constantes tomadas manualmente [9] mediante prueba y error, además de ser valores continuos entre limites. El presente artículo tiene como objetivo el implementar la detección de piel mediante el procesamiento de color de imágenes continuas, apoyándose en 6 planos de detección: RGB, HSL, HSV, HSI, YCrCb y el movimiento, los cuales en su suma determinaran la probabilidad de obtener un píxel piel, basándose en su medida previamente registrada manualmente en valores promedios. Posteriormente se utilizan filtros morfológicos para discernir áreas de píxeles piel del fondo de la imagen, los resultados de este artículo se evaluarán en la rapidez y correcta detección de un gesto en una mano descubierta. El resultado de la clasificación es asignada como positivos verdaderos (PV), positivos falsos (PF) y falsos negativos (FN).

II. ESTADO DEL ARTE

La etapa de umbralización de la imagen juega un papel importante en la posterior selección de áreas de píxeles piel, ya sea que este se base en algoritmos genéticos, clasificadores Bayes, LUT's etcétera. La detección de piel por color puede ser realizada en 1 solo plano [10] o apoyándose es varios planos [11], siendo los principalmente usados RGB, HSL, HSI, HSV, YCrCb.

II.1 Detección en el espacio RGB

Este espacio originalmente fue utilizado por los monitores CRT, donde la combinación de los colores RGB en diferentes tonalidades individuales describen un color específico [12], sin embargo debido a que cada canal del espacio del color RGB es en sí un color y están altamente correlacionados entre sí mezclando la cromaticidad y la luminosidad no hacen un detector de piel favorable. En la tabla 1 se muestra los valores que utiliza [13] en su detector de piel en RGB.

II.2 Espacio HSL, HSV, HSI

Estos espacios tienen la característica común de describir las propiedades del color numéricamente. H se define como el color dominante, S es la saturación del color en base al brillo de la imagen

mientras que la L V e I es relacionada a la luminancia en cada vector. Este método es invariante a la luz, y debido a que H especifica el color dominante lo hace una alternativa viable para la detección de piel por color. La tabla 1 muestra los valores que utiliza [14,15, 16] para el detector de piel.

II.3 Detección en espacio YCrCb

Se trata de una señal codificada RGB, donde el color y el brillo de la imagen se dividen en tres vectores individuales no correlacionados llamados Y, Cr y Cb, es una alternativa muy atractiva en la detección de píxeles-piel y en la tabla 1 se muestran los valores que utilizó [17].

III. METODOLOGÍA

La detección de piel propuesta por este artículo se basa en 2 etapas, almacenamiento de la selección manual valores promedio de píxeles y la detección en base a los valores promedios almacenados.

III.1 Base de datos de imágenes

Fue necesario crear una base de datos de imágenes para seleccionar las regiones de piel y obtener de esta forma el valor promedio de la medida. La forma que se creó la base de datos fue tomando imágenes fijas (fotos) en secuencias de videos captadas por una cámara web separadas por espacios de 50 milisegundos con diversas personas, condiciones de luz y fondo complejo.

Tabla 1 Valores mínimos y máximos para detección de piel

Espacio	MIN	MAX	Investigador
R	54	167	Kovac [13]
G	0	113	
B	35	112	
H	0	48	Menser [14]
S	0	124	
L	47	115	
H	0	85	Hsieh [15]
S	0	108	
I	64	162	
H	0	85	Pitas [16]
S	0	109	
V	50	119	
Y	100	255	Chai [17]
Cb	0	135	
Cr	10	195	

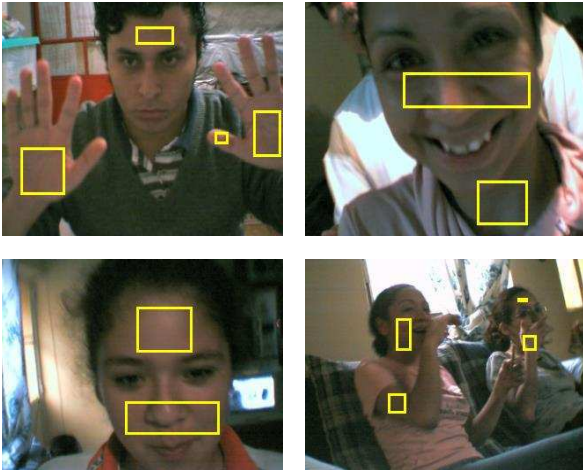


Fig. 1 Base de datos de imágenes para selección de valor promedio de píxeles piel

III.2 Selección de área de piel

La selección del área de tono de color piel se baso en que la iluminación no saturara la cámara en brillo y no contenga ojos, dientes, barba o bigote, siendo la selección de piel con sombras optativas bajo condiciones de luz que permitan la discreción de piel. En la Fig. 1 se muestra imágenes de la base de datos y las regiones que se tomaron en cuenta para la selección de valores promedio. La ecuación 1 demuestra la forma de obtener la medida promedio de un área rectangular en la imagen.

$$V_{prom} = \frac{\sum^x \sum^y [f(x,y)]}{(x*y)} \quad (1)$$

Con la selección de área de piel se obtienen los valores promedio en los diversos planos RGB, HSL, HSI, HSV y YCrCb por vectores separados y estos son almacenados en archivos de texto, con el objetivo de ser cargado posteriormente. Para esta etapa se seleccionaron 502 muestras de piel en diversas condiciones de luz, tono de piel y persona, en la Fig. 2 se muestra el resultado de esta etapa.

III.3 Optimización de valores promedio en la umbralización

Se tomaron 502 muestras para la detección de piel, como se muestra en la Fig. 2, el eje correspondiente a la abscisa representa la intensidad del píxel de 0 a 255 y el eje de la

coordenada representa el número de veces que se repite la medida en esa intensidad en particular. Basándose en la tabla 1, se puede observar que el valor que [13] tomó abarca los valores correspondientes a RGB, sin embargo los valores de YCbCr [17] no son similares a los de la muestras obtenidas. Las 502 muestras reflejan la repetición sobre la intensidad de colores piel, sin embargo aplicar 502 valores de umbralización disminuiría la velocidad de detección en cada plano, por esto se optimizan los valores promedio para eliminar los repetidos y estos son almacenados en un archivo de texto para ocuparlos en la aplicación del detector de piel.

III.4 Detección de piel en diversos planos

El color de un objeto es un fenómeno perceptivo, es decir depende de la iluminación sobre el mismo, esto hace en la detección por color un problema cuando la iluminación cambia. Sin embargo aceptando que una diferencia en iluminación (cuando la luz es blanca) es similar a otro tono de piel, es posible detectarlo debido a que a pesar de que nuestra piel es de distinto color, la cromancia es un factor que no varía en gran cantidad [6]. La solución propuesta se basa emplear los valores umbrales promedio no continuos entre si obtenidos en el entrenamiento que permitan la detección de piel en cada plano de los distintos espacios ocupados (siempre y cuando se cumplan los 3 píxeles de cada plano en el espacio del color), sustituyendo en la imagen binaria un color en escala de gris equivalente a 42, el cual se refiere al numero máximo de intensidad entre numero de detectores, en este caso $255/6 = 42.5$. Una vez obtenido cada plano en negro y gris se suman entre si para lograr una imagen en escala de grises, donde el color mas cercano al blanco tiene mas probabilidad para ser considerado un píxel piel. Esta operación se muestra en la figura 3 que fue extraída de una secuencia de imágenes.

III.5 Detección del movimiento

El ser humano normalmente esta en continuo movimiento, es por esto que es un método utilizado que ayuda a centrar la atención en un área en específico de la imagen.

III Semana Nacional de Ingeniería Electrónica

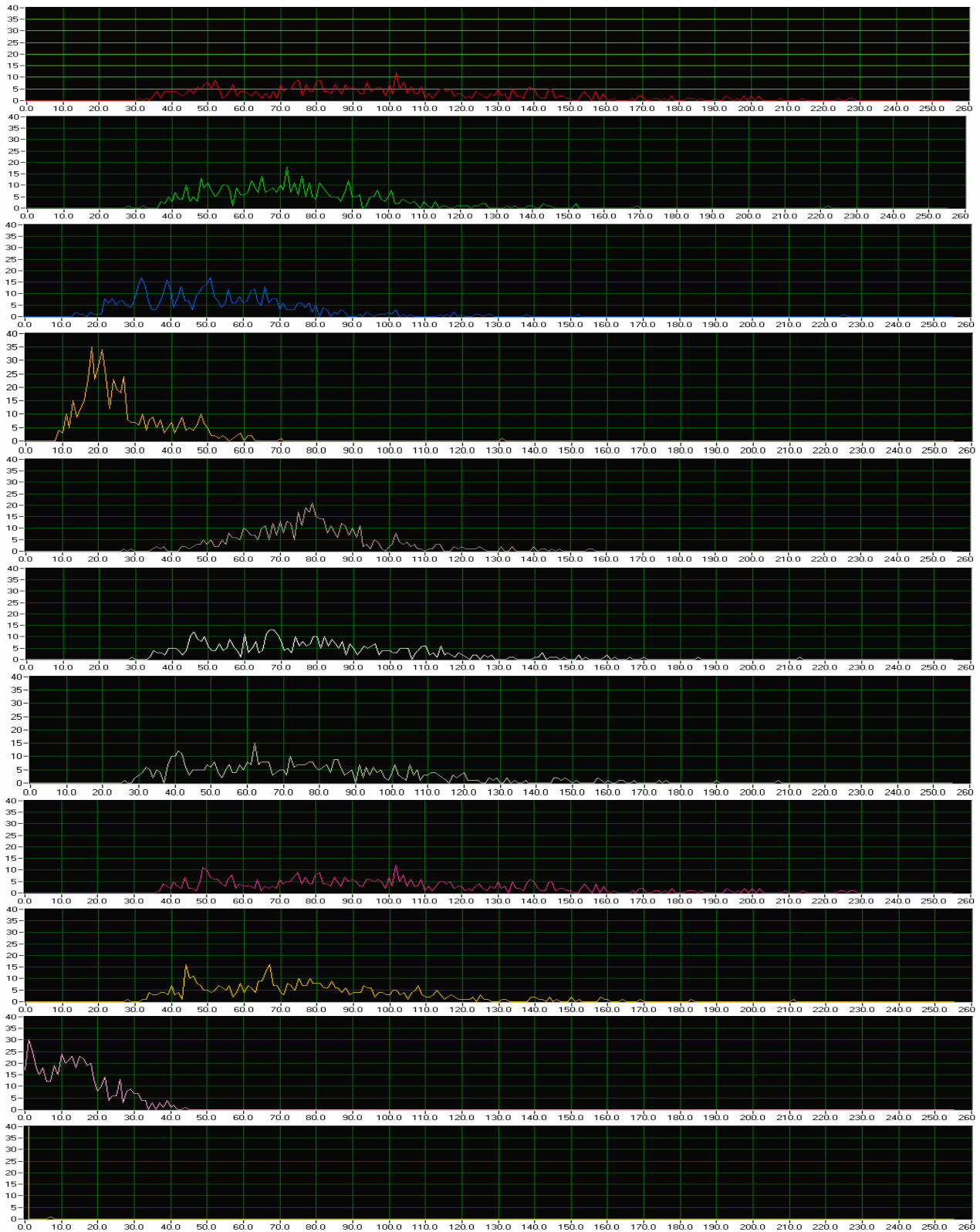


Fig. 2 Histograma de los 502 muestras de piel de arriba a abajo R, G, B, H, S, L, I, V, Y, Cr y Cb

Los cambios en la intensidad de un píxel en la imagen pueden ser causados por el movimiento, ruido y cambio de iluminación. Una forma de extracción del movimiento puede realizarse mediante la ecuación 2.

$$\partial I(x, y, t) / \partial t \approx I(x, y, t) - I(x, y, t-1) \quad (2)$$

La ecuación 2 se refiere a la diferencia de intensidades entre dos imágenes consecutivas, sin embargo al tomar cada píxel sin un preprocesado de imagen da lugar a diversos falsos positivos, los cuales pueden ser en su mayoría eliminados si se aplica un filtro espacial sobre la imagen antes de detectar el movimiento. Mediante la ecuación 3 es posible implementar un filtro que suavice la imagen, con el fin de disminuir el efecto sal y pimienta, cambios bruscos de iluminación.

$$\partial I(x, y, t) / \partial t \approx \partial / \partial t (G(x, y, t)) \otimes I(x, y, t) \quad (3)$$

Una vez que los píxeles cuyo cambio después del filtro espacial se ven afectados, se binariza la imagen tomando como píxel cambio un color gris equivalente al número 42, siendo el movimiento el sexto plano. La Fig. 3 muestra la detección de piel obtenida en escala de grises de una imagen continua tomada por la cámara web, los píxeles mas blancos tienen más probabilidad de ser píxeles piel.

III.6 Filtros morfológicos

Una vez que se obtiene la imagen binarizada a partir de la imagen en suma de colores grises, pueden existir diversas áreas de píxeles donde no exista piel humana o si existe esta parcialmente eliminada. La forma de corregir esto es tomando decisiones sobre que áreas tienden a parecer piel, en el algoritmo implementado se entiende como área píxel-piel al píxel que se halle cerca uno otro candidato a píxel-piel por no mas de 5 píxeles de diferencia, áreas donde los candidatos de área píxeles piel tienen forma circular u ovalada, eliminar conjuntos de píxeles que describan líneas rectas y para solucionar la oclusión de píxeles piel un algoritmo de relleno de región. Estas decisiones pueden ser realizadas basándose en algoritmos de apertura, cierre, dilatación, erosión y momentos. De acuerdo con [18] una forma de implementar dichos algoritmos son mostrados en la tabla 2.

Tabla 2 algoritmos de filtros morfológicos

Nombre	Ecuación
Apertura	$(A \oslash B) \otimes B$
Cierre	$(A \oplus B) \oslash B$
Dilatación	$A \oplus B$
Erosión	$A \oslash B$
Relleno	$X = (X_{k-1} \oplus B) \cap A$

Los algoritmos mostrados en la tabla se encargan de eliminar píxeles solitarios, pequeños orificios en la imagen y eliminar áreas de píxeles muy



Fig. 3 Detección de piel en 6 planos, de hilera arriba abajo, imagen original, suma de píxeles y umbralizada.



Fig. 4 Resultado del detector de piel en imágenes continuas.

reducidas. El algoritmo de momentos de la imagen binarizadas se encarga de detectar los círculos y eliminar las líneas rectas en la imagen [18] brinda una opción válida para implementar este algoritmo.

IV. RESULTADOS

La Fig. 4 muestra el resultado final del algoritmo implementado utilizando la suma en la detección por color y movimiento con opción de sensibilidad

mientras que en la Fig. 5 se muestra el resultado de la detección de una mano con y sin un proceso de detección de piel. Se observa que utilizando un detector de piel la imagen obtiene falsos positivos y con el algoritmo detector de piel se obtienen buenos resultados en un tiempo muy bajo alrededor de 127 milisegundos. En la Fig. 2 se muestra los distintos valores de píxeles color piel que fueron seleccionados manualmente, en base a la tabla 1 se observa que los valores medidos no caen todos dentro de los descriptos, además de que los valores

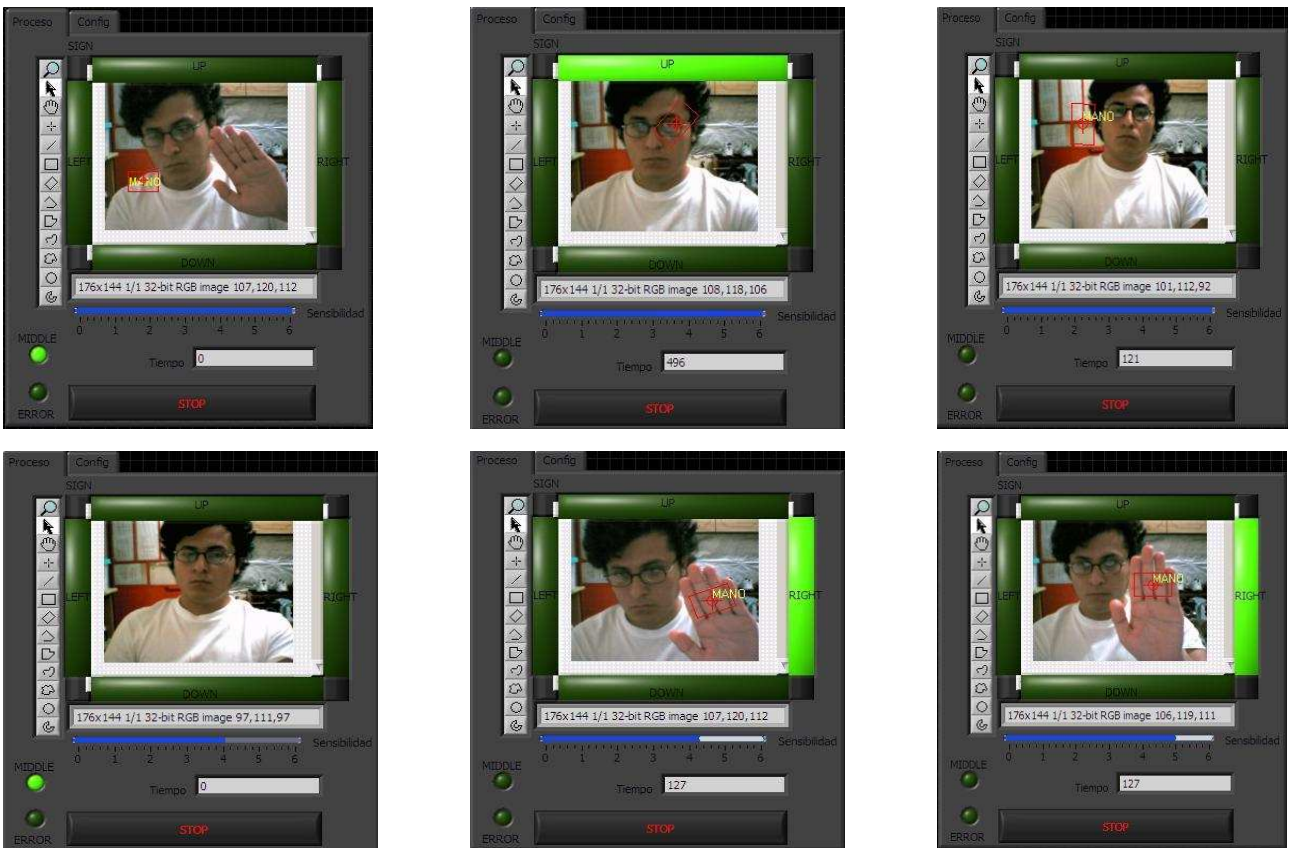


Fig. 5 Resultados de la detección de una mano, arriba detección con errores, abajo detección sin error

no son continuo entre límites, por lo que una umbralización en base a límites variables es necesaria.

V. CONCLUSIONES

La detección de piel mediante el uso de diversos planos de color es un método fácil de implementar, de alta velocidad debido a que es una técnica basada en el procesamiento de color. El problema de la iluminación se resuelve aplicando distintas combinaciones de planos debido a que unos dependen menos de la luz y otros son más sensibles a la detección de piel con una luz específica. Debido a que no son continuos los valores promedios entre límites máximos y mínimos como se demostró con la Fig. 2 es necesario utilizar múltiples valores de umbralización.

III. TRABAJO A FUTURO

Se esta estudiando actualmente la detección de piel en diversos ambientes de luz, como oficina y luz de día y se ha percibido que la detección basándose en valores tomados en luz de oficina no funcionan completamente en otro tipo de ambientes cuyo cambio de iluminación es muy drástico, por esto se esta estudiando como clasificar los tipos de iluminación para cargar los vectores mas apropiados para detectar la imagen.

IV. REFERENCIAS

- [1] Thad Starner and Alex Pentland, “*Visual recognition of American Sign Language Using Hidden Markov Models*”, Perceptual Computing Section, The media Laboratory. MINCO Application Aid #18, 861006-2, Minco 08/17/2000.
- [2] J. I. Rivalcoba Rivas, Rubén Posada Gómez, “*Diseño de un sistema de reconocimiento automático de signos de la clase emblemática mediante técnicas de visión por computadora*”, Tesis de postgrado, Departamento de Posgrado e investigación, Instituto Tecnológico de Orizaba, Orizaba, Veracruz, México, 2007.
- [3] Harry Wechsler, “*Reliable face Recognition Methods: System Design, implementation and evaluation*”, Edit. Springer, ISBN-13: 978-0-387-22372-8, , USA, 2007.
- [4] Michael Orden et al, “*Pedestrian detection using wavelet templates*” CBCL and AI Lab, MIT, Cambridge, CVPR , USA, 1997.
- [5] Michael J. Jones et al, “*Statistical color models with application to skin detection*”, Compaq computer corporation, Cambridge 2000.
- [6] Shaogan Gong, “*Dynamic vision: from images to face recognition*”, imperial college press, 2005.
- [7] Francesca Gasparini et al, “*Skin segmentation using multiple thresholding*”, proceeding of SPIE, DISCO, Milano Italia, 2006.
- [8] Vladimir Vezhnevets, “*A survey on Pixel-based skin color detection techniques*”, 13th International Conference on the computer Graphics and vision, Graphic and media laboratory, Moscow Rusia, 2003.
- [9] Sanjay Kr. Singh et al, “*A robust color based face detection algorithm*”, department of computer science and engineering and technology, India, 2003
- [10] Diedrik Marius, “*Face detection using color thresholding and eigenface template matching*”. Stanford University USA, 2002.
- [11] Yang, M. H. “*Detecting faces in images: a survey*”, IEEE transaction on pattern analysis and machine Intelligence, 2002.
- [12] Brand J. and Mason, “*A comparative assessment of three approaches to*

- pixellevel human skin-detection*”, In Proc. Of the international conference on pattern recognition, Vol, 1. 1056-1059, 2000.
- [13] J. Kovac, P. Peer and F. Solina, “*2D versus 3D colour space face detection*”, 4th EURASIP Conference on Video/Image Processing and media Communications, Croatia, 2003.
- [14] Menser, B., and Wien, M., “*Segmentation and tracking of facial regions in color image sequences*” In Proc. SPIE Visual Communications and image processing, 2000, 731-740.
- [15] I-S Hsieh et al, “*A static approach to the detection of human faces in color nature scene*” pattern recognition 35, 2002.
- [16] S. Tsekeridou and Pitas, “*Facial feature extraction in frontalviews using biometric analogies*”, Proc, of the IX European signal processing conference, vol 1, 1998.
- [17] D. Chai amd K. N. Ngan, “*Face segmentation using skin colour map in videophone applications*”, IEEE transactions Video/image processing and multimedia communications, Croatia, 2003.
- [18] Rafael C. Gonzalez, Richard E. Woods, “*Digital Image processing*”, Prentice hall, 2002.

Diseño e Implementación de un Poli-articulado Manipulador

Viccon-Anell B. ^(1,2), Hoyos-Santillán M. ^(1,2), Méndez-Ancona Javier ^(1,2) y García-Alvarado Yahara ⁽²⁾.

Instituto Tecnológico de Veracruz⁽¹⁾ Ave. Miguel Ángel de Quevedo No. 2779, Colonia Formando Hogar
C.P. 91897, Veracruz, Ver, Tel. (229) 934-1270

Robotic's 3D⁽²⁾ Calzada Costa Verde 1158, Fraccionamiento Costa Verde C.P. 94294,

Boca del Rio Veracruz, TEL: 2027595, 2027594. E-mail: robotics3dveracruz@yahoo.com.mx

E-mail: elangelzurdo@hotmail.com, mp_62@hotmail.com, erickpa11@hotmail.com, flamer_bva@hotmail.com,
plehoyos1@hotmail.com, jmayga@yahoo.com.mx y jyahara@yahoo.com.

Resumen

Se describe el diseño y la implementación de un poli-articulado manipulador de 5 grados de libertad, con la principal aportación de que dicho brazo es capaz de rotar $n \times 360$ grados en su base, sin perder la continuidad del resto de sus partes, lo cual lo hace de gran utilidad en maniobras que requieren moverse a través de toda una circunferencia, sin necesidad de regresarse de un punto a otro en sentido contrario.

1. Introducción

La robótica es una rama de la ciencia, que estudia el diseño y construcción de máquinas capaces de desempeñar tareas cotidianas, repetitivas o peligrosas para el ser humano. La historia de la robótica ha estado unida a la construcción de "artefactos", que tratan de materializar el deseo humano de crear seres semejantes al hombre que lo descarguen del trabajo. Ver figura 1.

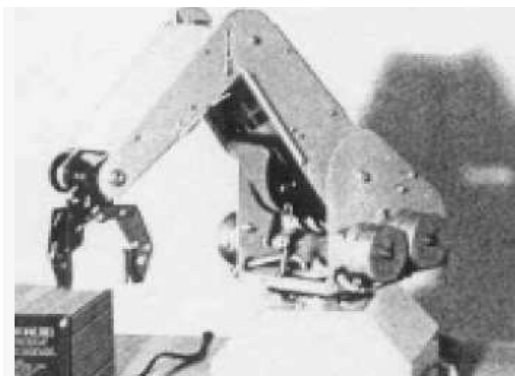


Figura 1. Primeros brazos armables[3]

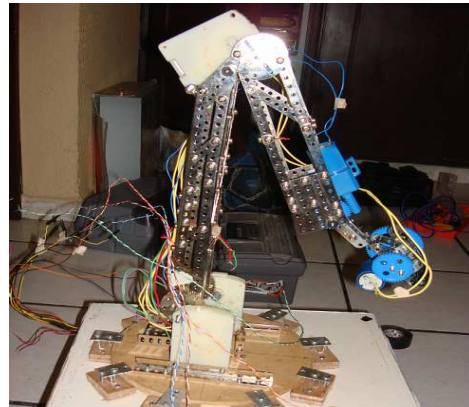


Figura 2. Vista completa del brazo.

En términos aplicados en anatomía humana, el brazo es el segundo segmento de los miembros superiores del cuerpo humano, que son las extremidades que se fijan en la parte superior del tronco.

El poli-articulado manipulador que se expone en este trabajo se muestra en la figura 2, tiene la



Figura 3. Brazo manipulador con 5 grados de libertad.

característica de tener 5 grados de libertad que equivalen a la cintura, hombro, codo, muñeca y mano, con la característica especial, en parte correspondiente a la cintura, ya que no es como la del cuerpo humano, pues la que posee este manipulador tiene giro de $n \times 360^\circ$, con n siendo el número de vueltas. Su funcionamiento se explica de forma completa durante el presente reporte.

En últimas fechas se han ideado muchísimas aplicaciones para los brazos robóticos, estando entre las más destacadas un Brazo Médico, cuya finalidad es, que mediante un control alámbrico o inalámbrico un doctor pueda practicar una cirugía con mayor precisión y exactitud que con las que lo haría el mismo.

Sin duda, ejemplos como el anterior dan muestra de las poderosas aplicaciones que se pueden realizar con un brazo manipulador. Se puede decir que el uso de su estructura es infinito, ya que prácticamente, como su nombre lo dice, puede ser diseñado para cumplir y realizar todas y cada una las tareas hechas por un brazo humano.

Se puede afirmar que los primeros brazos que se diseñaron y construyeron fueron enfocados a la industria, dando como consecuencia la automatización de procesos de fabricación y ensamble, como por ejemplo en empresas automotrices. En la figura 3 se muestra un brazo manipulador que puede ser comparado con el realizado con el desarrollado en este proyecto ya que cuenta también con 5 grados de libertad. La figura 4 deja ver un ejemplo de un brazo industrial.

2. Diseño del proyecto

Los proyectos escolares, suelen ser actividades a las cuales se les debe dedicar tiempo, esfuerzo y responsabilidad. Comúnmente las ideas de lo que se debe realizar surgen del profesor, sin embargo la creatividad del alumno juega un papel fundamental.

El brazo robótico, surge como un proyecto final de la materia de Control II en el Instituto Tecnológico de Veracruz, sin embargo, al pasar los días se fueron agregando diversos intereses y motivaciones, como por ejemplo, ser la primera vez que alumnos de dicho Instituto participaban en un evento a nivel nacional de Mini Robótica, el de ofrecer sus servicios a la compañía Robotics 3D, empresa líder en robótica educativa en nuestro país y conseguir que el brazo fuese patrocinado por dicha empresa, a la cual se le agradece su colaboración.

Es así como surge este proyecto, más de 90 horas de trabajo arduo, de ideas compartidas, de resolver diversas problemáticas, al final como resultado...¡Una gran satisfacción!



Figura 4. Ejemplo de brazo industrial.

Describir a grandes rasgos la realización del poli-articulado manipulador no permite apreciar la ventaja que se presenta con el prototipo propuesto, es por esto que se describe lo más exacto posible su diseño y funcionamiento.

A continuación se da una reseña de los aspectos más importantes del manipulador. Por ejemplo: los materiales con los que fue construido, sus dimensiones, su funcionamiento y sus principales características:

1. Piezas de eitech. El material base para la construcción del manipulador fueron piezas de ésta línea, incluye engranes, motores, tuercas, tornillos y barras como se aprecian en la siguiente figura.

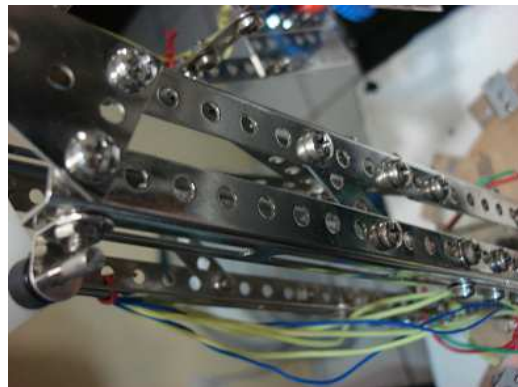


Figura 5. Estructura de eitech.

2. Motores reciclados. Forman parte de los dos grados de libertad que soportan el mayor peso del brazo gracias a su gran torque, estos se pueden apreciar en la figura 6.

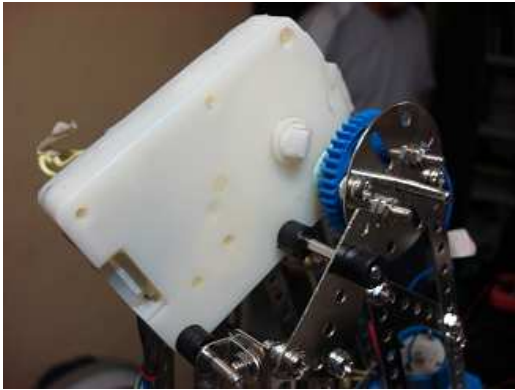


Figura 6. Ejemplo de motor usado para el brazo.

3. Piezas de meccano. Utilizadas para la construcción del último grado de libertad (ver figura 7).

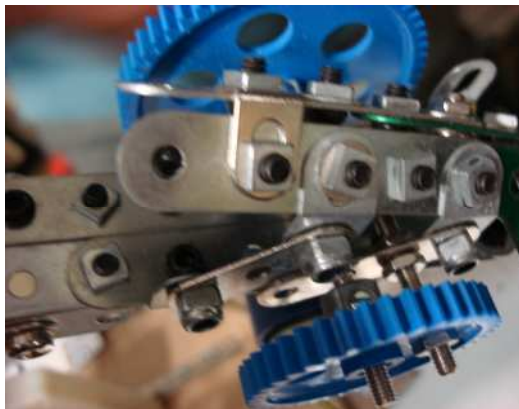


Figura 7. Piezas de meccano usadas en la pinza.

4. Madera. Uno de los materiales más empleados en la construcción, se encuentra en partes fundamentales como el sistema de giro de $n \times 360$ grados en forma de cilindro. En la figura 8 se notan dichos cilindros.



Figura 8. Pinzas en la parte superior.

Otros materiales:

- **Pijas.-** Se utilizaron para hacer uniones entre partes de madera y para colocar las piezas de aluminio.
- **Cartón comprimido.-** Con ella se fabricó el disco sobre el que se colocó el brazo.
- **Aluminio.-** Es de las últimas partes colocadas en el sistema de la base y su función es la de sostener a los balines que sirven para evitar que el disco de la base pierda su posición horizontal.
- **Balines.-** Se encuentran en los valeros, en la base de giro dentro de los engranes de eitech y bajo las Piezas de aluminio. Estos últimos sostienen la estructura evitando que el brazo se caiga por su propio peso al ser extendido hacia el frente.
- **Cables.-** Forman parte del sistema de conducción, están colocados alrededor del cilindro y sin aislante, estas líneas se unieron con puntas que salen al circuito de control. Otras líneas sin aislante hacen fricción sobre las primeras y salen a los motores en la parte superior.

3. Anatomía Robótica.

El brazo está compuesto por 5 grados de libertad: cintura (base rotatoria), hombro, codo, muñeca, mano (pinza). Los mismos se describen a continuación:

1. Cintura: Compuesta por engranes, un motor de corriente directa, sistema de giro continuo y un eje. Los engranes realizan dos funciones, la primera es aumentar el torque y la segunda pasar el movimiento del eje del motor al eje sobre el cual descansa el brazo. El eje tiene un sistema de soporte que consiste en balines y una base de plástico que evita que el eje permanezca centrado. El sistema de giro continuo le permite rotar más de 360° libremente en ambos sentidos, es decir rota conservando la conexión eléctrica del resto de los componentes del manipulador, sin que los cables se enreden (figura 9).
2. Hombro: Compuesto por engranes, dos motores de corriente directa y una extensión que sostiene las otras partes del brazo. También tiene una base compuesta por una tabla con valeros, que le dan estabilidad y soporte al momento de estirar el brazo completamente. Movimiento rotatorio de 90°. Tiene conexión directa con el Codo.

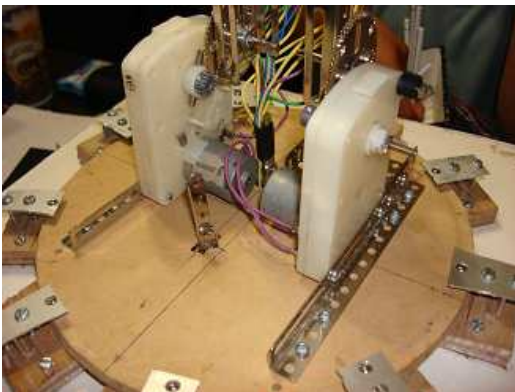


Figura 9. Cintura y hombro.

3. Codo: Compuesto por engranes, un motor de corriente directa y una extensión que sostiene a la muñeca y a la pinza. Movimiento rotatorio de 140° aproximadamente, ver figura 10.

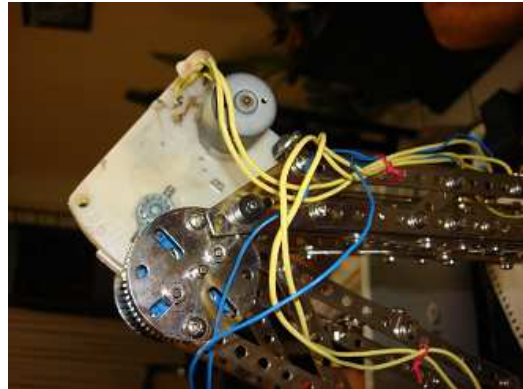


Figura 10. Codo.

4. Muñeca: Compuesta por engranes, un motor de corriente directa y un eje que permite el paso del movimiento a la pinza. Movimiento rotatorio de 200° aproximadamente, ver figura 11.

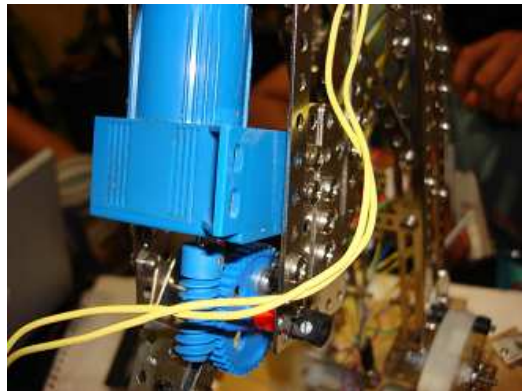


Figura 11. Muñeca.

5. Pinza: Compuesta por engranes, un motor de corriente directa y un sistema de sujeción que le permite tomar objetos, esta se muestra en la figura con el número 12.

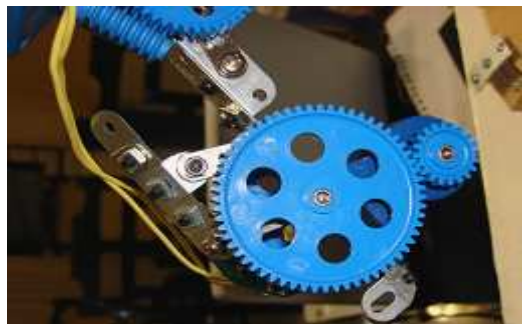


Figura 12. Pinza.

El sistema al que se refiere el resumen de este artículo es al de giro de 360 grados de libertad de la base, no se pierde la continuidad de las otras conexiones de las extremidades del poli-articulado, es esta característica la que hace a este manipulador diferente a otros.

Como se indica en la parte referida a las piezas que se usaron en la construcción, se usaron prácticamente para la base solo piezas de eitech. Dentro de los kits que se ocuparon de la línea anteriormente mencionada, se encuentra una pequeña plancha en forma circular con dientes de engrane que se amarra a un eje por medio de un prisionero. En la parte inferior de la plancha se encuentran unos balines que en cuanto gira el eje, ofrecen estabilidad y firmeza al giro. Este engrane se encuentra conectado al motor por medio de un tornillo sinfín que viene directamente del eje del motor.

El sistema anterior solo ofrece el giro de la base, ahora se comentará del sistema de conexión de continuidad para las otras extremidades. La parte principal de este sistema es un cilindro hueco, en este caso de madera, con 10 líneas huecas alrededor del cilindro, por las cuales pasa un alambre sin cubierta, individual cada uno entre sí. Las terminal es de estos cables son llevadas a las terminales de las extremidades del manipulador. Este cilindro se encuentra fijado a la base, así que no gira, cuando el eje gira.

En cuanto a las terminales fijas, éstas se encuentran conectadas a unos cables amarrados individualmente a dos soportes que pasan muy cerca del cilindro, cada uno colocado a 180° uno del otro. Estos soportes se encuentran amarrados al eje, así, en cuanto gira el eje, giran los soportes y no se pierde la continuidad con las demás terminales, tal como se aprecia en la siguiente figura.



Figura 13. Vista interna general de la caja.

4. Inversión en el proyecto

Evitando hacer un desglose total de los precios de cada material que se usó, se hará referencia al costo final del brazo, que va desde el pegamento, hasta las piezas de eitech y meccano, el costo es de: \$4000.00 aproximadamente.

5. Sistema de Control

Para la parte de control del brazo se diseñó un panel de control, que consiste en un cajón, el cual en su parte superior tiene 5 palancas que se mueven en un solo plano, éstas se encargan del control individual de cada grado de libertad del brazo.

Cada palanca está sujeta a la perilla de un potenciómetro individual por cada una, dicho potenciómetro se encuentra dentro del cajón junto con el circuito controlador, el potenciómetro se conecta con sus pines externos uno a Vcc y el otro a tierra, lo cual permite “sensar” indirectamente la posición de la perilla del potenciómetro al medir la caída de voltaje en el pin central, para esto se conecta dicho pin a la entrada de dos comparadores, cuyas salidas se conectan al circuito de interfaz de potencia.

En este circuito, al encontrarse el potenciómetro en su posición central, el motor se mantiene estático en esta posición, en el pin central se encuentra una caída de voltaje igual a la mitad de Vcc, por esta razón a los comparadores se les pone una señal de referencia con un margen de .5 de volt para poder detener los motores con mayor facilidad.

6. Problemas en la construcción

Básicamente el mayor problema fue la disponibilidad de materiales para la base del sistema de giro continuo.

La falta de materiales retrasa el trabajo de armado, ya que piezas como engranes o ejes, si no son suficientes, impiden seguir construyendo los proyectos. En repetidas ocasiones ocurrió lo anterior, y por lo tanto el tiempo de “trabajo” se aumenta.

En cuanto el sistema de giro continuo, la idea original siempre prevaleció, pero cada nueva adaptación al sistema fallaba, esto se repitió en unas 5 ocasiones:

- Tubos de PVC
- Cilindros de madera
- Continuidad con tornillos
- Continuidad con clips
- Continuidad con pasadores

Un problema más a mencionar, es que el brazo se caía en cuanto se estiraba al máximo la parte correspondiente al hombro, siendo la solución a este problema, el ajuste de presión de balines alrededor del disco giratorio, con las piezas de aluminio.

7. Aplicaciones

Un brazo robótico tiene múltiples aplicaciones, todas dependiendo del diseño del antes mencionado; en este caso el diseño incluye 5 grados de libertad, y la característica de que el primer grado de libertad puede rotar 360° libres, sin perder la conexión de los motores de los 4 grados restantes, así como la posibilidad de poderle conectar dispositivos extras como sensores, ya que se dejaron líneas de conexión libres con dicho propósito. Estas características hacen que el poli-articulado manipulador pueda tener un mayor campo de aplicación, agregando o adaptando las piezas necesarias. Por ejemplo en el área de separación de materiales peligrosos.

También nos permite poder adaptarle distintos sistemas de control, y así ocupar el más adecuado según la aplicación que se le quiera dar.

Como material didáctico es de mucha utilidad en distintas carreras, mecánica, electrónica, sistemas, eléctrica, industrial, entre otras en las cuales se ven distintas partes del brazo como es el engranaje, el equilibrio, el sistema de control, el circuito de potencia, la programación, el control y la resistencia de los materiales, así como su posible aplicación en líneas de producción.

8. Conclusión

Como se mencionó al inicio, éste artículo es resultado de implementar diversos sistemas de control al Brazo desarrollado en el documento [1]. El primer sistema de control para este brazo fue el que se planteó en el punto 5 de éste documento, el cual permite a un operador controlar de manera muy sencilla por medio de un sistema de palancas cada grado de libertad que tiene el brazo.

Se pudo observar que para cambiar el sistema de control se puede conservar la interfaz de potencia y únicamente modificar el origen de las señales de control que llegan a dicha interfaz.

En un futuro se buscará estudiar el comportamiento del manipulador con distintos sistemas de control, los cuales estarán diseñados por Microcontroladores (PIC's), PLD's (Lenguaje VHDL), PLC y LabView.

9. Referencias

- [1] Cortés-Avendaño A., León-Blanco J., Pérez-Alcudia E., Viccon-Anell B. y Hoyos-Santillán M., "*Brazo Robótico 5GDL*", *Aceptado para ser presentado en las Memorias del Congreso de Electrónica, Robótica y Mecánica Automotriz 2007(CERMA 2007), Cuernavaca Morelos, México. Septiembre 25-28 de 2007.*
- [2] Matanaya Elchanani, Tarek M. Sobh, "*World-Wide-Web operated Robot Arma*", Computer Science and EGINEERING University of Bridgeport, October 20 1997
- [3] <http://www.roboticajoven.mendoza.edu.ar/docu/brazo.pdf>
- [4] Robert G. Bonitz, Tam T. Nguyen, Won S. Kim, "*The Mars Surveyor '01 Rover and Robotic Arm*", Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology.
- [5] Tariq Rahman, Ph.D., Rungun Ramanathan, M.S., Rahamim Seliktar, Ph.D., William Harwin, Ph.D., "*A Simple Technique to Passively Gravity-Balance Articulated Mechanisms*"
- [6] Antonio Barrientos, Luis Felipe Peñín, Carlos Balaguer, Rafael Aracil, "*Fundamentos de Robótica*", Universidad Politécnica de Madrid.
- [7] Paul E. Sandin, "*Robot Mechanism and Mechanical Devices Illustrated*".

DISEÑO Y DESARROLLO DE UN TERMOPLUVIÓGRAFO DIGITAL

Santiago Cruz Lauro, Acosta Huerta Jorge

UNAM, Instituto de Ingeniería, Edificio 12, Bernardo Quintana
Primer Piso, Coordinación de Instrumentación
Ciudad Universitaria, Coyoacán, México DF
Tels: 5623 3600 ext: 8831
lsc@pumas.iingen.unam.mx; jorgeah2003@yahoo.com.mx

RESUMEN

Este proyecto trata sobre el diseño y desarrollo de un prototipo de termoplúviógrafo digital. El prototipo está construido alrededor de un microcontrolador; contiene circuitos lógicos, interfaces de comunicación, un reloj de tiempo real (para el fechado de los datos colectados), memoria de registro, un teclado para la configuración de su operación y un display de cristal líquido. Está integrado con componentes de bajo consumo de energía y se alimenta con una pila de 1.5 VDC, tamaño C. El termoplúviógrafo se puede comunicar con una computadora personal, de escritorio o Lap Top, por lo que para ello se desarrolló un programa propietario en Visual Basic, interfaz de usuario. El equipo tiene como finalidad el registro de datos de lluvia y la temperatura ambiente. La información obtenida con este equipo servirá para realizar predicciones y estadísticas pluviométricas.

I. INTRODUCCIÓN

La Universidad Nacional Autónoma de México, a través de sus institutos, facultades y demás entidades, se ha mantenido a la vanguardia en el acontecer político, social, económico, tecnológico, científico, etc.

Los desastres climatológicos en territorio nacional no han pasado desapercibidos para la institución, por lo que el Instituto de Ingeniería, a través del personal docente y sus estudiantes, ha desarrollado proyectos de investigación, diseño y elaboración de equipos de medición; esto es con el fin de contar con herramientas que proporcionen

información relacionada con los fenómenos naturales, como es el de este trabajo, que trata el tema de la precipitación pluvial y la temperatura ambiente.

Este trabajo presenta un termoplúviógrafo digital, el cual es un equipo de medición constituido por el *hardware* y *software* necesarios para la captura y procesamiento de datos lluvia y de temperatura, además de la comunicación a equipos de cómputo.

El termoplúviógrafo digital tiene la función principal de adquirir y almacenar la información de la lluvia colectada en un pluviómetro y la temperatura en un instante determinado de tiempo; el registro de datos se hace en memoria no volátil. Los datos adquiridos pueden ser enviados hacia un equipo de cómputo a través del protocolo de comunicación RS-232.

El termoplúviógrafo digital está constituido por las siguientes partes:

- Un pluviómetro, el cual se encarga de coleccionar el agua de lluvia.
- Un sistema de adquisición de datos, el cual se hace cargo de la recepción y procesamiento de datos que representan la cantidad de lluvia, así como de la temperatura del medio ambiente.
- Un programa (*software*) de aplicación específica, que es el enlace entre un equipo de cómputo, el sistema de adquisición y el usuario. Este *software* proporciona la forma de obtener la información y presentarla para su posterior

análisis. Además de ser una interfaz para el usuario.

Los parámetros principales que se tomaron en consideración para el diseño y desarrollo de este proyecto son los siguientes: tamaño, acceso, autonomía, costo, operación y manejo de información eficiente.

II. MÉTODO

El diseño y desarrollo del termoplúviógrafo digital se llevó a cabo mediante la siguiente metodología:

En la primera etapa se realizó el análisis e investigación para la realización de un termoplúviógrafo digital, que pudiera comunicarse con un equipo de cómputo a través del puerto serie de comunicación RS-232. Hecho lo anterior se pudieran desarrollar convertidores de protocolos de comunicación, alámbricos e inalámbricos, y por estos medios llevar a cabo la comunicación de datos.

La segunda etapa correspondió al diseño y desarrollo de los módulos necesarios, tanto de *hardware* como de *software* del termoplúviógrafo y del equipo de cómputo. Para el *hardware* fueron considerados el diseño y la selección de dispositivos electrónicos que integrarían el sistema. Se destaca que se desarrolló el *software* necesario para el microcontrolador que se encuentra en el sistema de adquisición, así como para el equipo de cómputo que hace las veces de interfaz de comunicación con el termoplúviógrafo digital y el usuario.

La tercera etapa consistió en la aplicación de las diferentes pruebas en laboratorio que se realizaron al prototipo final del termoplúviógrafo digital, en esta fase se evaluó el desempeño del sistema en condiciones de operación críticas y óptimas de operación.

Una vez que se finalizó con éxito la etapa de pruebas, se obtuvo el prototipo final del termoplúviógrafo digital, el cual cumple con los

objetivos especificados en el diseño y desarrollo de este proyecto.

Termoplúviógrafo digital

El termoplúviógrafo digital está conformado por un sistema de adquisición de datos, un pluviómetro tipo balancín y un sensor de temperatura. El conjunto de estos elementos constituyen el *hardware* del termoplúviógrafo (Figura 1).

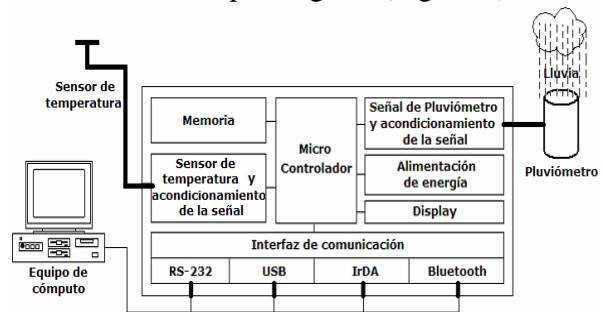


Figura. 1. Diagrama del termoplúviógrafo.

Pluviómetro. Para captar la lluvia se seleccionó un pluviómetro tipo balancín, el cual obtiene la precipitación pluvial que cae en un área determinada y transmite la información que se genera al sistema de registro de datos. El pluviómetro de balancín tiene dos colectores de agua calibrados, que se encuentran suspendidos sobre un eje de rotación a manera de balanza. Mediante un embudo, la lluvia que se colecta es conducida hacia uno de los colectores. Cuando uno de los colectores se llena, el peso del agua hace que por gravedad el balancín caiga vaciando su contenido y colocando al otro colector en posición para recibir agua. Así sucesivamente se van llenando ambos recipientes, alternándose mientras continúa la lluvia. El movimiento del balancín en su transición se aprovecha para registrar un evento, es decir, la cantidad de agua almacenada en el colector. Esto se logra a través de un acoplamiento mecánico entre el balancín y un interruptor de mercurio, a partir del cual se genera y detecta el evento.

Sensor de temperatura. Dispositivo electrónico que se coloca en un medio ambiente y nos proporciona

un voltaje o una corriente proporcional a la temperatura existente en dicho ambiente.

El sistema de registro de eventos está conformado con los siguientes elementos: microcontrolador, memoria de datos pluviales, módulo de despliegue (*display*), sistema de alimentación de energía, acondicionamiento de señales y puertos de comunicación, figura 2.

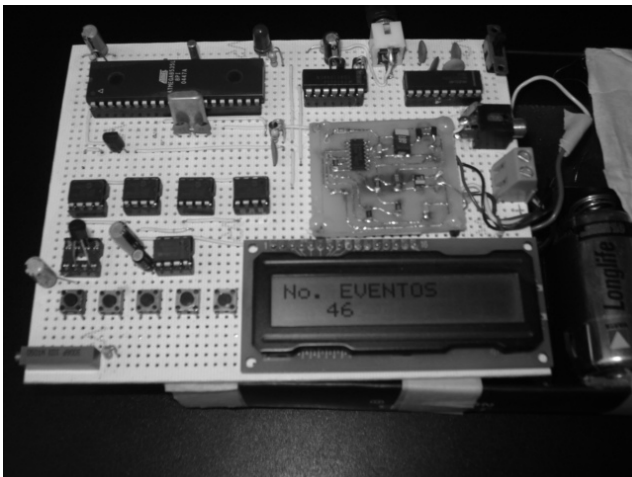


Figura 2. Prototipo de termoplviógrafo.

Microcontrolador. De una amplia gama de microcontroladores estudiados, se seleccionó un microcontrolador de la empresa Atmel, por sus características y facilidades de programación.

Memoria. El sistema de adquisición de datos requiere el almacenamiento permanente de un gran número de datos binarios y disponer de ellos cuando sea necesario. En su conjunto nos proporciona la capacidad de almacenamiento de hasta 20,000 eventos de lluvia y temperatura.

Display. Es un visualizador o un dispositivo que permite mostrar información al usuario. Para el caso del termoplviógrafo digital, presenta los parámetros que se quieran monitorear, para este trabajo se utilizó un *display* de 2 líneas por 16 caracteres.

Sistema de alimentación de bajo consumo. Este módulo suministra la energía requerida por el

sistema, los voltajes necesarios para su operación normal, y proporciona además una alternativa de bajo consumo, es decir, un ahorro en la energía.

Acondicionamiento de señales. Este módulo es el encargado de adecuar las señales de entrada hacia el microcontrolador, señales provenientes del sensor de temperatura y del pluviómetro. El sensor de temperatura proporciona una señal de voltaje que es función únicamente de ésta, pero la realidad es que la salida se presenta inestable, esto es debido a señales de ruido generado por varias fuentes (perturbaciones en fuente de alimentación, ruido térmico, etc.). La adecuación de la señal de temperatura se realiza con el circuito mostrado en la figura 3.

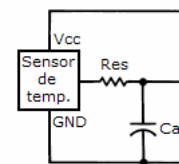


Figura 3. Acondicionamiento de la señal de temperatura.

El acondicionamiento de la señal del pluviómetro, figura 4, se debe realizar porque al ocurrir un vuelco en el balancín se producen rebotes mecánicos, y éstos, si no se adecuan, proporcionan información falsa. Para tal efecto se utiliza un filtro RC, para asegurar que sólo un pulso por evento se va a registrar. También se colocan dos diodos para obtener una protección de sobrevoltaje, el cual podría dañar la terminal de entrada del microcontrolador. Posteriormente se hace una conexión hacia una compuerta con entradas de disparador Schmitt, este circuito utiliza realimentación interna, desplazando el umbral de conmutación, el cual es conocido como histéresis, dependiendo de si la entrada está cambiando de bajo a alto o viceversa. La característica de este tipo de circuito es que da una protección adicional con respecto al ruido.

Interfaz de comunicación. Es el medio a través del cual se realiza la comunicación de datos entre el adquisidor de datos, el equipo de cómputo y el

usuario. Para la comunicación de datos se utilizó el estándar de comunicación serial RS-232.

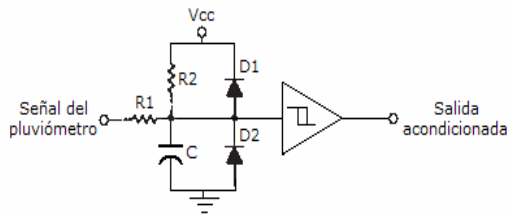


Figura 4. Acondicionamiento de la señal del pluviómetro.

Operación del sistema de registro de eventos. Cuando se produce un evento, el pluviómetro envía un pulso hacia el sistema de registro. Éste se encarga de tomar y preprocesar la información correspondiente y de almacenarla en una memoria de estado sólido, de donde posteriormente se transfieren los datos a un equipo de cómputo, donde se hará el procesamiento de la información adquirida. De forma análoga, mediante el sensor de temperatura, se mide y registra la temperatura ambiente, transmitiendo la señal analógica al microcontrolador para que la convierta a digital y la preprocese.

Software. El termoplúviógrafo digital utiliza un *software* que está diseñado para adquirir, registrar y transferir datos. El microcontrolador utilizado en el termoplúviógrafo se programó por medio de lenguaje ensamblador utilizando el conjunto de instrucciones para microcontroladores AVR de *Atmel*. Este código se empleó para implementar los algoritmos de control de los diversos periféricos, entre ellos la comunicación serial, la adquisición de datos y otras rutinas implementadas. En la figura 5 se presenta un diagrama de flujo, el cual nos describe de manera general el funcionamiento del sistema, sin profundizar en detalles en cada uno de los procesos.

Como se puede observar, el microcontrolador inicia la tarea asignando localidades de memoria SRAM, éstas se utilizan en el almacenamiento de datos temporales. Como ejemplo de datos se pueden mencionar los datos que se muestran en el visualizador y las localidades usadas en la conversión de datos.

Después de haber definido las localidades de memoria, se procede a definir los vectores de interrupción que se emplearon. Las localidades de la memoria de programa del microcontrolador indican que las interrupciones se encuentran en el inicio de éstas. Las interrupciones por emplear son las siguientes: interrupción externa 0, interrupción por desbordamiento del temporizador 2, interrupción de recepción de datos en la UART y la interrupción del vector de *reset*.

¡Error! No se pueden crear objetos modificando códigos de campo.

Figura 5. Diagrama general del sistema de registro.

Una vez que se han implementado los vectores de interrupción, se procede a especificar la dirección de almacenamiento de las direcciones de regreso de las subrutinas e interrupciones, es decir, se inicializa el *stack pointer*.

Se continúa con la configuración de los registros de control, los cuales permiten que los dispositivos internos del microcontrolador trabajen correctamente. Tales unidades son: la UART, el convertidor analógico-digital, la comunicación serial SPI, así como los temporizadores y las interrupciones.

Es importante destacar que se estableció el formato de comunicación para la UART en los siguientes términos: la velocidad de transmisión de datos en 9600 bps, 8 *bits* de datos, 1 *bit* de paro y no se empleó paridad.

Para el convertidor analógico-digital se define el canal de entrada por usar, en el cual se lleva a cabo la conversión. El modo de conversión utilizado es la conversión simple, puesto que sólo se requiere para conversión del dato de temperatura cuando se presenta un evento. Se establece la frecuencia de operación del convertidor A/D en 215 kHz, esto se realiza mediante la habilitación de los *bits* respectivos, que determinan el factor de división de frecuencia de operación del microcontrolador y la frecuencia de entrada al convertidor A/D. Se

empleó esta frecuencia de operación porque el tiempo de conversión es mínimo, es de aproximadamente de $65 \mu s$, y se obtiene máxima resolución.

En la comunicación serial SPI se especificó el orden de transmisión de datos: si el *bit* del registro de orden de datos está habilitado, se transmite primero el *bit* más significativo (MSB); en caso de estar deshabilitado, se transmite el *bit* menos significativo (LSB). El modo de operación del microcontrolador se establece como dispositivo maestro y las memorias utilizadas operan como dispositivos esclavos.

El temporizador 2 se encarga de la programación del reloj de tiempo real, donde se establece la interrupción por desbordamiento. De esta manera se incrementan los registros de almacenamiento de los segundos, minutos, horas, días, mes y año. La interrupción por desbordamiento se presenta cada dos segundos, esto tiene la finalidad de mantener un consumo mínimo de energía del termopluviógrafo, puesto que en estado de bajo consumo, una de las fuentes que deshabilita al microcontrolador de ese estado es por desbordamiento del temporizador y es conveniente que para obtener un mayor rendimiento en la batería, el microcontrolador pase el mayor tiempo en modo de bajo consumo.

Se establece que el modo en que se realizará la interrupción externa 0, se presente cuando se tiene un nivel bajo.

La configuración de registros finaliza con los puertos de E/S, en los cuales se especifica su modo de operación, habilitándolos ya sea como puerto de entrada o puerto de salida.

Terminada la configuración de registros y puertos, se continúa con la inicialización de variables, las cuales serán empleadas durante el control en la operación del dispositivo; posteriormente se realiza la configuración del visualizador. La configuración del visualizador hace la presentación de un

mensaje, figura 6, el cual identifica al termopluviógrafo digital.



Figura 6. Configuración del visualizador.

Una vez que se despliega el mensaje, el microcontrolador se encuentra en estado de espera. Para que el microcontrolador salga de este modo tiene que suceder alguna de las siguientes interrupciones: un desbordamiento del temporizador 2, una interrupción externa, una interrupción provocada por la recepción de datos en la UART y, como última interrupción, si una tecla de operación es presionada.

Si se presenta una interrupción provocada por el desbordamiento del temporizador del microcontrolador, se ejecuta una actualización del reloj de tiempo real, es decir, se actualizan los datos correspondientes al segundo, minuto, hora, mes y año.

Si se presenta una interrupción por evento, el cual es realizado cuando uno de los balancines del pluviómetro se vuelca, y es detectado por el microcontrolador a través de la interrupción externa 0, en ese momento se lleva a cabo el registro de la hora, minuto y segundo, así como el registro de la temperatura ambiente en ese instante.

La comunicación hacia el equipo de cómputo se genera cuando se presenta una interrupción de recepción de datos, en donde la computadora ha enviado un carácter al microcontrolador, indicándole que desea establecer una comunicación. Con base en esta subrutina se pueden realizar tres tareas sobre el sistema de registro: la configuración de los parámetros de operación, la modificación de los parámetros de operación y la transferencia de los datos pluviales

almacenados en la memoria hacia el equipo de cómputo.

Otra interrupción se ejecuta cuando es presionada una tecla de operación y el visualizador se activa. Esta interrupción provoca que el microcontrolador salga del modo de bajo consumo, por lo tanto, esta interrupción es generada por el usuario. Mediante esta interrupción se activa la subrutina que permite realizar la revisión o modificación de los parámetros de operación del termoplúviógrafo, en el sitio donde se encuentre operando. Esta última acción se realiza mediante el conjunto de teclas de que dispone el equipo.

Si alguna de las interrupciones descritas anteriormente no se presenta y pasan dos minutos desde que el termoplúviógrafo entró en modo de espera, el microcontrolador entrará en modo de bajo consumo y saldrá de éste cuando alguna de las interrupciones se presente.

El *software* que se utilizó como interfaz entre el termoplúviógrafo, la computadora y el usuario, con el objetivo de intercambiar información, es un *software* hecho con un lenguaje de programación de alto nivel, el lenguaje de programación empleado es *Visual Basic*.

El código fue desarrollado para implementar la interfaz gráfica, éste se empleó para diseñar los algoritmos de control de la operación del termoplúviógrafo, entre ellos se encuentran: la selección del puerto de comunicación, la adquisición de datos, la modificación de los parámetros de operación y la presentación de datos en diferentes formatos, principalmente. La figura 7 presenta un diagrama de flujo, el cual nos proporciona el funcionamiento del sistema de una manera general, sin profundizar en detalles en cada uno de los procesos.

¡Error! No se pueden crear objetos modificando códigos de campo.

Figura 7. Diagrama general del código de la interfaz gráfica.

Cuando el usuario desea establecer una comunicación serie con el termoplúviógrafo digital, primeramente se debe de realizar la conexión física entre el termoplúviógrafo y el equipo de cómputo. Una vez hecha esta conexión, en ese momento el visualizador del termoplúviógrafo muestra en su pantalla un rótulo que dice “comunicación PC”, esto significa que el termoplúviógrafo está listo para intercambiar datos con la computadora.

El usuario puede ingresar al programa de comunicación, el cual ha sido previamente instalado en la computadora y se tiene acceso a él por medio de un acceso directo instalado en el escritorio, figura 8, o bien en el menú de programas.

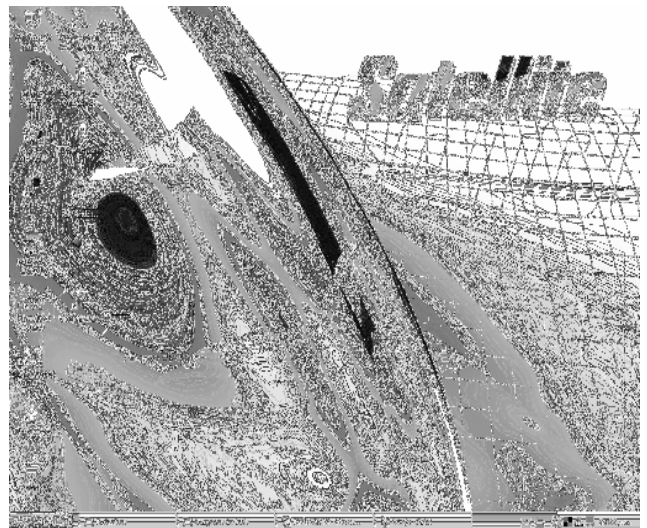


Figura 8. Entrada al programa a través de un acceso directo.

Ejecutando el programa termoplúviógrafo, aparece la ventana principal, figura 9, en la cual se podrá configurar y seleccionar el puerto serie de comunicación del equipo de cómputo. Si el sistema reconoce el procedimiento anterior, éste pasa a realizar las funciones más importantes o básicas del programa.

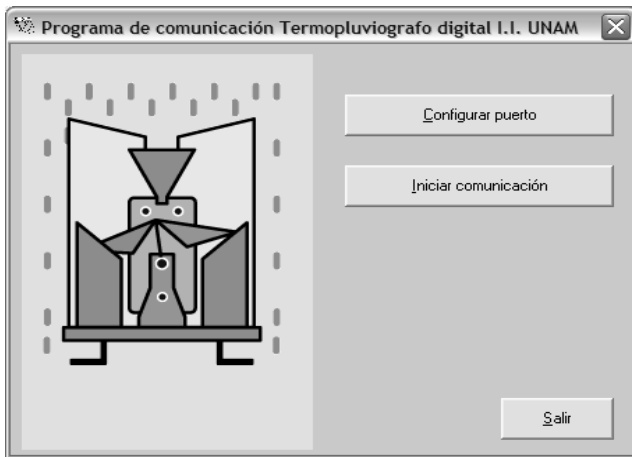


Figura 9. Formulario principal del programa.

El programa realiza dos funciones básicas, figura 10, las cuales son: la configuración o modificación de los parámetros de operación y la adquisición de datos almacenados en la memoria del termopluviógrafo.

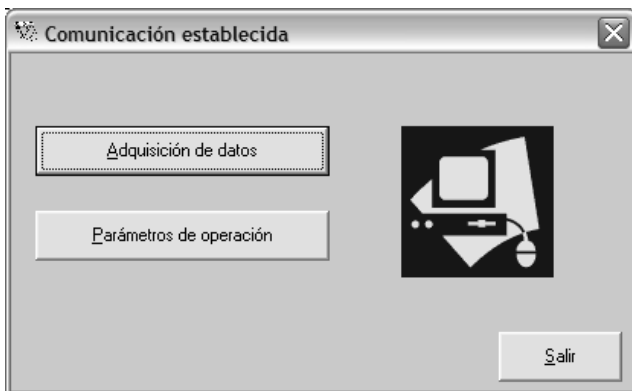


Figura 10. Adquisición de datos y configuración de parámetros de operación.

La configuración de los parámetros de operación define un algoritmo, el cual ejecutará las operaciones necesarias para hacer las modificaciones a los parámetros seleccionados, como se muestra en la figura 11.

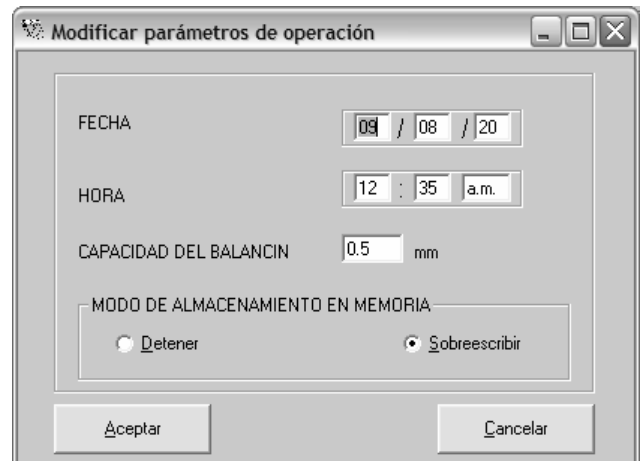


Figura 11. Ventana de modificación de parámetros.

La adquisición de datos pluviales es aquella función que obtiene los eventos registrados en la memoria del termopluviógrafo. Cuando el equipo de cómputo ha adquirido los datos, éstos pueden presentarse al usuario en tres formatos, figura 12,; un formato que requiere un procesador de hoja de cálculo, por ejemplo Excel; otro formato con el que se presenta la información en un archivo de texto y finalmente un formato donde la información se presenta gráficamente.

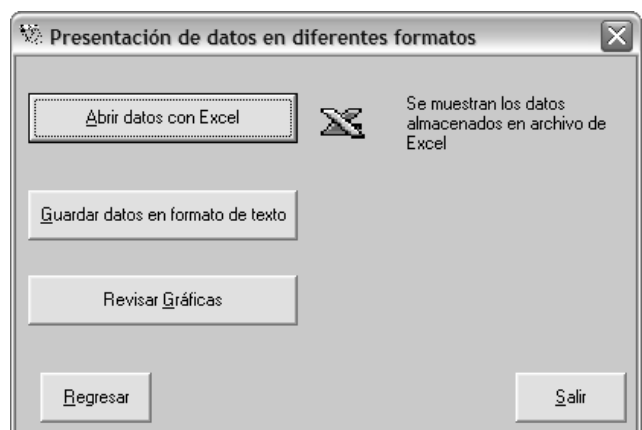


Figura 12. Presentación de datos en diferentes formatos.

Una vez que se obtuvo la información por medio de un formato (las figuras 13 y 14 muestran un ejemplo en formato de Excel y gráfico respectivamente), se tiene la opción de regresar al

sistema o dar por terminada la comunicación serial entre la computadora y el termopluviógrafo digital.

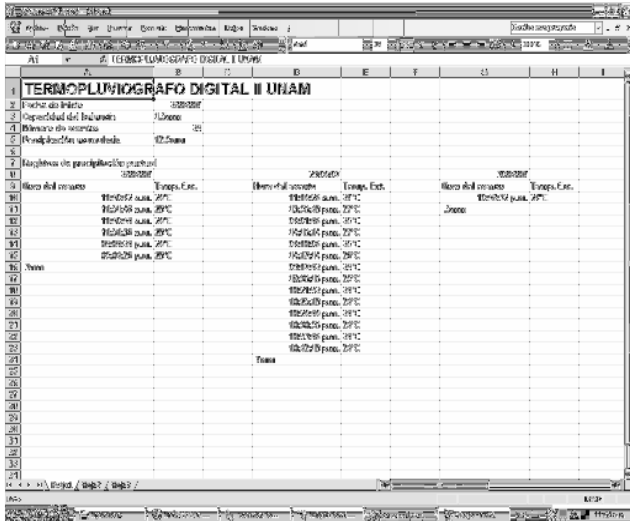


Figura 13. Presentación de datos en formato de hoja de cálculo.

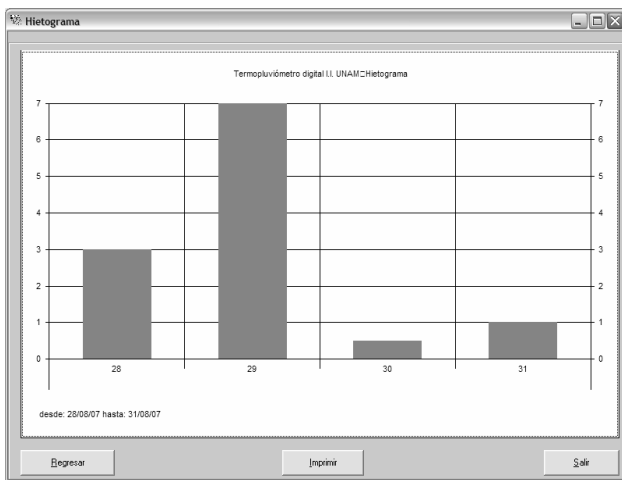


Figura 14. Presentación de datos en gráfica (Hietograma).

En la figura 15 se presenta el termopluviógrafo transmitiendo información a través de un equipo de cómputo.

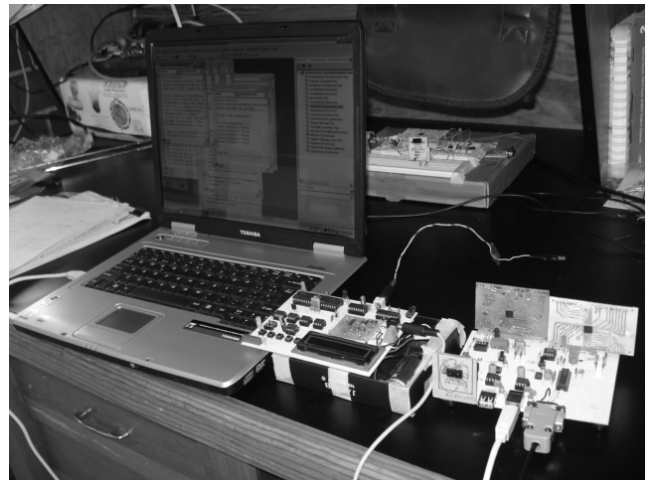


Figura 15. Comunicación de datos entre los dispositivos.

III. CONCLUSIONES

Se cumplió el objetivo del proyecto, el cual fue diseñar y desarrollar un prototipo de termopluviógrafo digital. Mediante la evaluación del prototipo final se comprobó que es un sistema confiable para la adquisición de datos pluviométricos.

Este termopluviógrafo digital es una primera versión en prototipo, que requiere de la fabricación de los circuitos impresos correspondientes, con sus pruebas y puesta a punto para tener una versión final, listo para su fabricación.

Se recomienda conservar el uso de componentes de montaje de superficie y de circuito de bajo consumo de energía, para hacer un uso más eficiente de la pila.

Este proyecto puede crecer considerablemente, puesto que se podrían agregar más estándares de comunicación, por ejemplo, comunicación por internet, por módem telefónico, por radio módem y por satélite.

IV. REFERENCIAS

[1] Bluetooth Application Programming. C. Bala Kumar. Paul J. Kline. Timothy J. Thompson. Morga Kaufmann Publishers. 2004.

- [2] Enciclopedia de Microsoft ® Visual Basic 6
Ceballos, Francisco J. Alfaomega, 1997.
- [3] Infrared data transmission, ELEKTOR
ELECTRONICS, April 1996.
- [4] Los Microprocesadores INTEL, Arquitectura,
programación e Interfaces Brey Barry, B.
México, Prentice Hall, 1994.
- [5] Mastering Serial Communication. Peter W.
Gofton. Sybex. 1986
- [6] Microprocessors and interfacing
programming and hardware Hall Douglas, V.
E.E.U.U. Mc Graw Hill, 1992.
- [7] Microprocessors and microcomputers/
Hardware and software Tocci, Ronald J. Fifth
edition, USA, Prentice Hall, 2000.
- [8] PC Interfacing, Communications and
Windows Programming. William Buchanan.
Addison-Wesley 1999.
- [9] The RS-232 Solution. Joe Campbell. Sybex
1989.
- [10] Working with surface mount devices.
Walraven, KELEKTOR ELECTRONICS,
May 2000.

Manuales

- [11] AVR Risc Microcontroller, ATMEL
Corporation, August 1999.
- [12] National Analog and Interface Products Data
Book, National Semiconductor, 2002.
- [13] Nonvolatile data memory, ATMEL
Corporation, December 1998.

ELECTRÓNICA BÁSICA PARA LA IMPLEMENTACIÓN DE UN CONVERTIDOR RESONANTE SERIE DE CD-CD

Avendaño Juárez José Luis, Hernández Guzmán Víctor Manuel, Takiguchi De La Rosa Alberto Katsumi.

División de estudios de posgrado, Facultad de Ingeniería
Universidad Autónoma de Querétaro
Centro Universitario. Cerro de las Campanas. Col. Las Campanas, Querétaro, Qro. 76010, México
Tel. 01 (442) 192 1200 ext. 6030, correo electrónico: rkjosel@hotmail.com, vmhg@uaq.mx

RESUMEN

En el presente trabajo, se describe la electrónica básica para el funcionamiento de un convertidor resonante serie de CD-CD. En la mayoría de los trabajos sobre convertidores resonantes serie las aportaciones principales se basan en el diseño y puesta en marcha de los esquemas de control. La electrónica que se usa como interfaz entre el esquema de control y el convertidor resonante serie no es reportada en dichos trabajos. Por tal razón, se presentan los resultados experimentales de dicha electrónica con la puesta en marcha de un convertidor resonante serie de CD-CD con el esquema de control propuesto en [6], este esquema se seleccionó debido a la sencillez de su construcción. Se hace énfasis en la electrónica requerida para interconectar al esquema de control con el convertidor resonante serie.

Palabras clave: CRS, convertidores de potencia, control de CRS.

I INTRODUCCIÓN

En los años recientes se ha tenido un gran desarrollo dentro de los equipos electrónicos de almacenamiento y tratamiento de información. Se ha logrado tener avances importantes en la miniaturización y la concentración de las funciones. El reto que se plantea con estos avances se presenta en el hecho de conseguir características similares en las fuentes de alimentación de los equipos electrónicos. La conversión de energía siempre va estar presente dentro de los sistemas o

equipos electrónicos. Dicha conversión de energía se puede clasificar en cuatro diferentes categorías: 1) Convertidores de corriente directa a corriente directa (convertidor de CD-CD), 2) Convertidores de corriente directa a corriente alterna (inversores), 3) Convertidores de corriente alterna a corriente directa (rectificadores), y 4) convertidores de corriente alterna a corriente a alterna (cicloinversores).

Dentro de los convertidores de energía los convertidores resonantes serie se crearon como respuesta a los problemas que presentan los convertidores basados en la modulación por ancho de pulso (PWM). Las principales ventajas que se tienen al utilizar convertidores resonantes son: la reducción de la interferencia electromagnética, de las pérdidas por conmutación y del tamaño del sistema cuando la frecuencia aumenta. Dentro de los convertidores resonantes existen dos tipos: 1) el convertidor resonante serie (CRS) y 2) el convertidor resonante paralelo (CRP).

En los trabajos sobre el control de los CRS de CD-CD presentados en [1], [2], [3], [4], [5] ó [6] tienen como finalidad el control del CRS, pero en ellos no se presenta la manera de desarrollar la electrónica que necesita el CRS para que se puedan aplicar los esquemas de control que los autores citados anteriormente proponen.

El objetivo de este trabajo es describir los circuitos electrónicos necesarios para acondicionar las señales que se requieren en el funcionamiento de

un CRS. El acoplamiento de todo el sistema puede ser utilizado con eficiencia para el control del voltaje en la carga mediante un esquema sencillo y de fácil construcción.

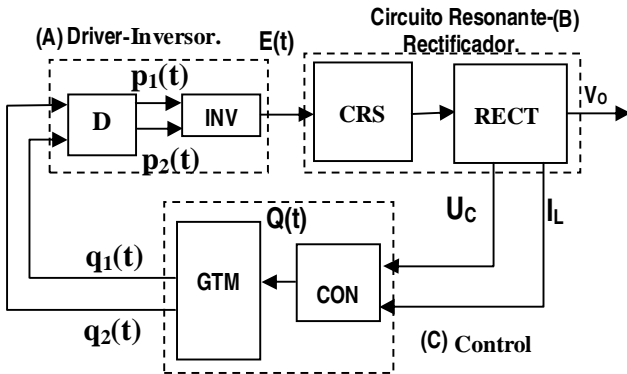


Fig.1.- Diagrama a bloques de un CRS. (A) Sección Driver-Inversor. (B) Sección del Circuito Resonante-Rectificador. (C) Sección de Control.

II FUNCIONAMIENTO DE UN CRS DE CD-CD

Un CRS de CD-CD es un sistema que transforma un nivel de voltaje de CD en otro nivel de CD. Este convertidor está formado de la siguiente manera: una fuente de alimentación de CD la cual va conectada a una red de conmutación constituida por interruptores de estado sólido, quienes producen una señal bipolar cuadrada la cual alimenta al CRS que por aproximaciones de Fourier la convierte en una señal de tipo sinusoidal. La señal sinusoidal es rectificadora en un puente de diodos y finalmente, esta señal se filtra mediante un capacitor. El diagrama a bloques de un CRS de CD-CD se presenta en la Figura 1. La nomenclatura de las señales que se usan en el diseño del CRS se presenta en la tabla 1.A.

DESCRIPCIÓN DEL FUNCIONAMIENTO DE LOS BLOQUES DEL CRS DE CD-CD

De la figura 1 se pueden observar claramente los tres bloques que componen al CRS de CD-CD. A continuación se explica el funcionamiento de cada uno de los bloques que lo componen.

Nomenclatura	Descripción
$p_1(t)$ y $p_2(t)$	Señales de activación de los interruptores de estado sólido
$E(t)$	Señal bipolar cuadrada que alimenta al CRS
V_c e I_L	Variables eléctricas medidas para la implementación del esquema de control
$Q(t)$	Señal de control del CRS
$q_1(t)$ y $q_2(t)$	Señales cuadradas y complementadas que alimentan al bloque Driver-Inversor
V_0	Voltaje de salida

Tabla 1.A.- Nomenclatura de las señales utilizadas en el CRS de CD-CD y sus circuitos adicionales.

BLOQUE CIRCUITO RESONANTE-RECTIFICADOR

Este bloque está dividido en dos secciones; la primera de ellas es el Circuito Resonante Serie (CRS) que tiene como entrada una onda bipolar cuadrada $E(t)$, proveniente del bloque Driver-Inversor, como lo muestra la figura 2. La amplitud de esta señal es igual al voltaje de alimentación de la sección Inversor (INV). La segunda sección, el Rectificador (RECT), está compuesto por un puente completo de diodos cuya función es la de rectificar la señal de voltaje proveniente del circuito resonante serie, esta sección incluye un filtro pasabajos constituido por un capacitor, que elimina el voltaje de rizo de la sección del CRS.

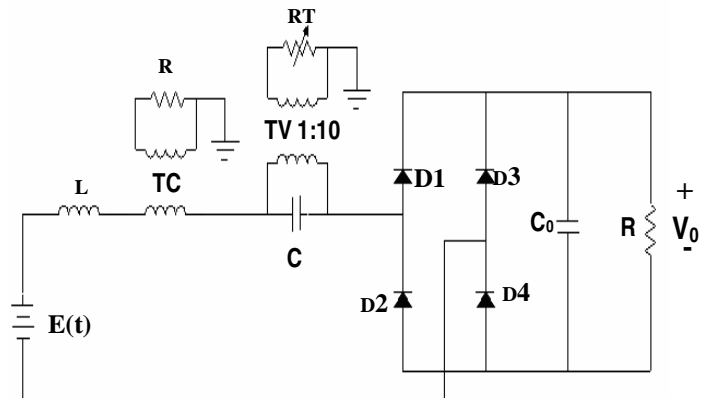


Fig 2.- Diagrama eléctrico del Bloque Resonante-Rectificador.

BLOQUE DRIVER-INVERSOR

En la figura 3 se presenta el diagrama eléctrico del bloque Driver – Inversor. En la sección del Driver (D) es donde se acondicionan las señales provenientes del bloque de Control. El bloque de control envía dos señales ($q_1(t)$ y $q_2(t)$) que deben ser acondicionadas de tal manera que no se produzcan cortos circuitos en los MOSFETS ($Q1, Q2, Q3$ y $Q4$) que conforman la sección Inversor (INV). En la figura 4 se presentan las señales que se obtienen cuando se alimentan las compuertas de los MOSFETS.

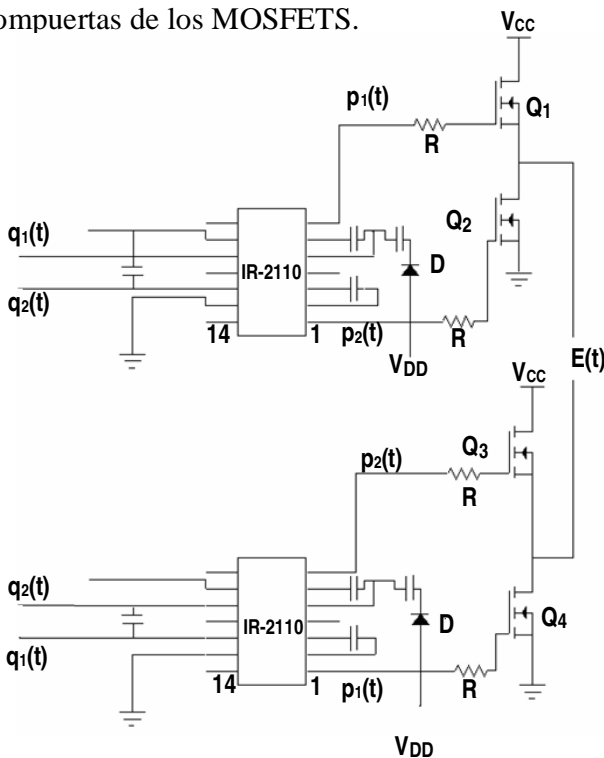


Fig 3.- Diagrama eléctrico de la sección Driver-Inversor.

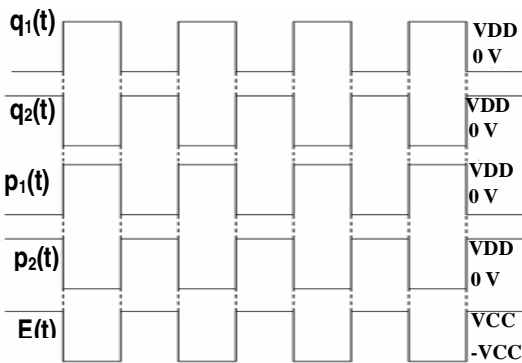


Fig 4.- Señales de entrada y salida del bloque Driver-Inversor.

Elemento	Descripción
D	Diodo MUR-840
R	100 Ω
$p_2(t), p_1(t)$	Señales de alimentación para la sección Inversor
$q_1(t), q_2(t)$	Señales de alimentación para la sección Driver
V_{DD}	12 volts
$Q1, Q2, Q3$ y $Q4$	MOSFET IRF-840
VCC	48 volts
C	0.1 μF
E(t)	Salida del bloque Driver-Inversor (+48 volts)

Tabla 1.B.- Elementos de la sección Driver-Inversor.

BLOQUE DE CONTROL

Este bloque tiene como función el acondicionamiento y procesamiento de las señales monitoreadas provenientes del bloque Circuito Resonante-Rectificador además de poner en marcha los esquemas de control. El bloque de Control esta compuesto por dos secciones: la sección de Control del CRS (CON) y la del Circuito de Generador de Tiempo muerto (GTM). A continuación explicaremos el funcionamiento de ambas secciones.

En la sección GTM se construyen las señales $q_1(t)$ y $q_2(t)$ que alimentan a la sección D, la señal de entrada es la señal $Q(t)$; que representa la variación de la frecuencia de operación. Las señales que se producen en esta sección tienen la característica de ser señales desfasadas entre si y complementarias. El desfase se logra mediante el circuito RC que se incluye en el circuito. Las propiedades mencionadas son necesarias para evitar que haya cortos circuitos en la sección INV.

En la sección CON se implementan los esquemas de control sugeridos. Para nuestro caso se desarrolla el esquema propuesto en [6]. Las razones por las cuales se construyó son: 1) simple

desarrollo- pocos componentes analógicos lineales son requeridos-. 2) sólo la medición de la corriente resonante y el voltaje del capacitor resonante son requeridos. 3) pocas pérdidas por conmutación durante transitorios de gran amplitud. 4) muy buen control del convertidor en el encendido. En [6] se propone una estrategia de control para CRS basada en el control de la trayectoria de las variables de estado. Su fácil implementación permite aplicaciones de alta frecuencia y requiere únicamente de la medición de la corriente resonante y el voltaje resonante. Se sabe que en las trayectorias de estado estacionario los puntos de conmutación siempre quedan en el primer o tercer cuadrante del plano de estados normalizado, mientras que en el segundo y el cuarto en los MOSFETS se encuentra circulando la corriente resonante; el voltaje u_{SN} es restringido a +1 y -1; lo que significa que cuando los interruptores están conduciendo el sistema entrega energía a la carga, mientras que cuando conducen los diodos la carga le entrega energía al sistema. Así, es posible definir una línea de conmutación natural, donde se enciendan los diodos y se apaguen los MOSFETS. La idea básica es definir una línea límite en el primer cuadrante (y en el tercero) y apagar los interruptores cuando la trayectoria golpee esta línea, revirtiendo el voltaje u_{SN} y limitando la energía almacenada en el circuito resonante. Estas líneas de conmutación, reportadas en la Figura 5, están definidas por:

$$I_{LN} = M(u_{CN} \pm Ref) \quad (1)$$

Donde: I_{LN} es la corriente de la inductancia resonante en función de variables normalizadas. U_{CN} es el voltaje en el capacitor resonante en función de variables normalizadas. Ref es el voltaje utilizado como referencia

Durante el estado estacionario, la trayectoria golpea a las líneas de conmutación en cada medio ciclo. Cambiando el valor de +Ref y -Ref entre las líneas de conmutación y el eje u_{CN} , es posible controlar la amplitud del radio de la trayectoria. Por lo tanto, se puede controlar la corriente que

circula a través de la resistencia con lo cual controlamos el voltaje en la carga.

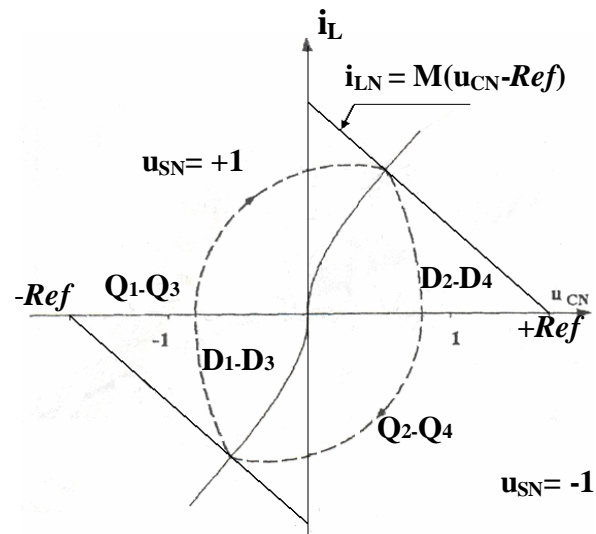


Fig 5.- Definición de la línea de conmutación.

Después de explicar el funcionamiento del control de [6] se procede a explicar la implementación electrónica de dicho controlador. La implementación del esquema de control se hace mediante σ que es la representación en variables eléctricas de la ecuación (1) y que a continuación se presenta el procedimiento para obtenerla:

De (1) despejamos Ref y multiplicamos por -1

$$u_{CN} - \frac{I_{LN}}{M} = Ref \quad (2)$$

Definimos los siguientes términos

$$u_{CN} = \frac{U_C}{U_B} \quad (3)$$

y

$$I_{LN} = \frac{I_L}{I_B} \quad (4)$$

$$\sigma = Ref \quad (5)$$

Sustituimos (3) (4) y (5) en (2) y tenemos

$$\sigma = \frac{1}{U_B} u_c - \frac{1}{MI_B} i_L \quad (6)$$

La ecuación (6) es la ecuación que será construida y que explicaremos dicha construcción en la sección Diseño del Bloque de Control.

III DISEÑO DE COMPONENTES DEL CRS DE CD-CD

DISEÑO DEL BLOQUE CIRCUITO RESONANTE-RECTIFICADOR.

La construcción de la sección CRS se realizó en función de los parámetros de la tabla 1.D.

Se calculan los componentes de la sección CRS:

$$R = \frac{V_o^2}{P_{OMAX}} = \frac{20^2}{5} = 70.56 \approx 71\Omega \quad (7)$$

Como se desea tener señales que tengan forma senoidal es necesario tener un factor de calidad Q_s lo suficientemente alto para poder cumplir con esta condición. Así de [8] y [9] se propone un $Q_s = 5$, de las relaciones que gobiernan a Q_s y a la frecuencia de resonancia ω_s se tiene que:

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (8)$$

El cálculo de los componentes resonantes se realiza de forma inmediata con las ecuaciones (9) y (10).

$$L = Q_s \frac{R}{\omega_s} = 1.492mH \quad (9)$$

$$C = \frac{1}{\omega_s Q_s R} = 10.61nF \quad (10)$$

Procedemos ahora a realizar el cálculo del capacitor del filtro pasa-bajas (C_o) que forma parte de la sección Rectificador [10],

$$C_o = \frac{1}{4fR} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}(RF)} \right) = 0.97725\mu F \quad (11)$$

donde $RF^2 = 7\%$ es el factor de rizo que se propone para el CRS.

Debido a que los CRS resultan ventajosos en altas frecuencias, es importante tomar en cuenta esta situación para la selección de los componentes del circuito resonante. Todos los componentes tanto interruptores como elementos reactivos presentan características muy lejanas a las ideales a medida que se aumenta la frecuencia de trabajo; este hecho, no se debe a la estructura resonante, sino a la frecuencia de operación. Así que todo esto debe de tomarse en cuenta en el diseño y selección de todos los componentes de este circuito.

Para la selección del capacitor resonante se deben tomar en cuenta dos características importantes: la de mantener una temperatura estable operando con voltajes bipolares y la de tener una resistencia serie equivalente (RSE) muy baja debido a que cuando el circuito entra en resonancia la corriente que circula es muy grande. De esta forma, para lograr el valor calculado del capacitor se emplearon dos capacitores del tipo MKP de 22 nF cada uno conectados en serie para obtener un capacitor equivalente de 11.15nF con una RSE de 0.084 Ω cuando la frecuencia de operación es de 40 KHz.

Para el diseño del inductor resonante L, se utilizó la corriente máxima que circula en el inductor. Se escogió un núcleo de ferrita ya que es el más adecuado para la frecuencia a la cual se diseñó el convertidor resonante. Como resultado de lo anterior se empleó un núcleo de ferrita RM12, con 62 vueltas de alambre magneto de calibre AWN #33 [11].

Como el esquema de control de [6] requiere de la medición de la corriente resonante (I_L) y del voltaje resonante (U_C) es necesario acondicionar dichas señales para su procesamiento. Por esta razón, se utiliza un sensor de corriente y uno de voltaje.

El sensor de corriente (TC) fue seleccionado de acuerdo a la cantidad de corriente de pico que circula a través del circuito; en este caso la corriente de pico es de 1.5A y se decidió por el CS4050V-50. La resistencia (RT) es de 50 Ω .

Debido a que el voltaje entre las terminales del capacitor resonante C es de 450 V pico en estado transitorio y de 350 V en estado estacionario, no es posible procesarlo por medio de amplificadores operacionales, por tanto, se diseñó un transformador reductor con relación 10:1 (TV) que permitió reducir el voltaje del capacitor resonante y aislar las etapas de potencia y de control.

En la sección RECT se utilizó un puente completo constituido por cuatro diodos ultrarrápidos modelo MUR-840, que soporta una circulación de 8 Amperes a través de él. El capacitor de salida (C_0) fue aproximado a $1\mu\text{F}$; el cual presenta una tolerancia de $\pm 10\%$, rango de voltaje de rizo de $170\text{ V} / \mu\text{s}$ y un voltaje rms de 550 V.

DISEÑO DEL BLOQUE DRIVER-INVERSOR.

En la sección D se acondicionan las señales provenientes de la sección GTM, dicha sección envía dos señales ($q_1(t)$ y $q_2(t)$) que deben ser acondicionadas de tal manera que no se produzcan cortos circuitos en los MOSFETS que conforman a la sección Inversor. El acondicionamiento lo realizan dos circuitos integrados del tipo IR-2110. La conexión de estos circuitos se presenta en la figura 3 donde se observa como ambos circuitos integrados tienen por entrada común un par de señales cuadradas y complementadas. Mediante la configuración mostradas se obtienen a la salida dos pares de ondas cuadradas $p_1(t)$, $p_2(t)$ y $p_2(t)$, $p_1(t)$ cuya amplitud es igual al valor de la fuente de voltaje V_{DD} . Las señales obtenidas en los IR-2110 son las que gobiernan las compuertas de los transistores MOSFETS que constituyen a la sección Inversor.

DISEÑO DEL BLOQUE DE CONTROL

Este bloque esta compuesto por dos secciones, la sección GTM y la sección CON. En la figura 6 se muestra el diseño del circuito GTM basado en lo expuesto en [7]. La señal de entrada $Q(t)$ produce dos señales ($q_1(t)$ y $q_2(t)$). Dichas señales son complementarias; esto se logra mediante el uso de compuertas lógicas. Mientras que el desfase se

logra por medio de un circuito RC. Los valores de los elementos utilizados se presentan en la tabla 1.C.

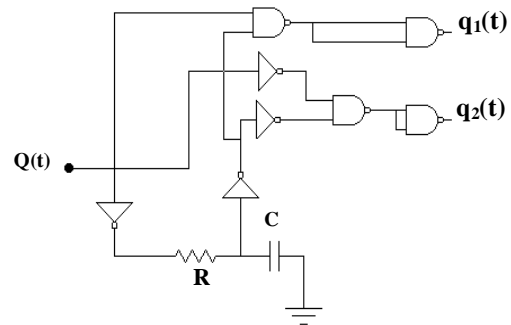


Fig 6.- Circuito GTM.

Elemento	Descripción
$Q(t)$	Señal de entrada de control
R	$200\ \Omega$
C	$200\ \text{nF}$
$q_1(t), q_2(t)$	Señales de alimentación para la sección Driver
NOT	CD40106BM
NAND	CD4093

Tabla 1.C.- Elementos que componen el Circuito de Tiempo muerto.

Después de explicar el funcionamiento del control de [6] en una sección anterior se procede a la implementación electrónica de dicho controlador. La implementación del esquema de control utilizando las variables de estado se presenta en la figura 7. En dicha figura se muestran los bloques que conforman el esquema de control. Las señales de la corriente resonante y voltaje resonante son medidas; estas dos variables entran a dos bloques diferentes, en uno de ellos se obtiene el signo de ambas señales, este bloque esta explicado a detalle más adelante. En otro bloque ambas señales son combinadas de manera lineal para obtener la variable de control σ la cual es obtenida de la ecuación (1). Ya obtenida la señal σ se compara con dos señales de referencia $+Ref$ y $-Ref$. Cuando la señal σ es iguala a $+Ref$ ($-Ref$) significa que la trayectoria golpea la línea de conmutación ya sea en el primer o tercer

cuadrante; lo que significa que Q1Q3 se encienden y Q2Q4 se apagan si es en el primer cuadrante, mientras si esto sucede en el tercer cuadrante Q2Q4 se encienden y Q1Q3 se apagan. Las señales de la sección de comparación son introducidas en la sección lógica, junto con las señales de los signos de u_c e i_L . Esta sección se encarga de encender y apagar a la sección GTM de acuerdo a la estrategia de control anteriormente explicada. En particular el sistema conmuta de manera natural en el segundo y cuarto cuadrante independientemente del valor de σ .

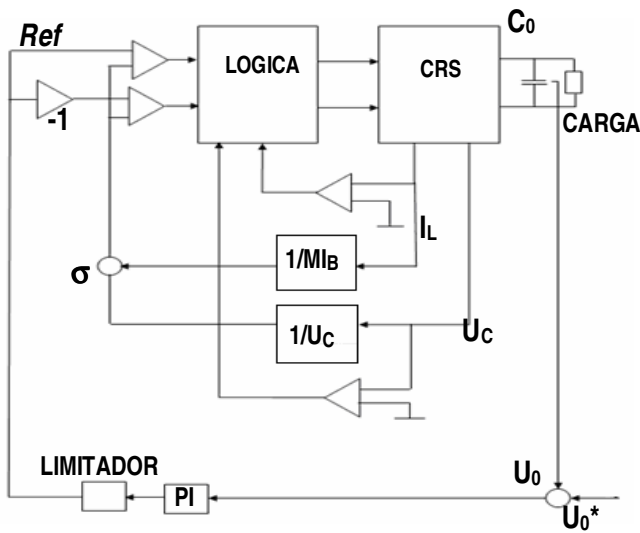


Fig 7.- Diagrama a bloques del esquema de control construido.

La función de la sección signo es obtener el signo de las señales U_C e I_L ambos signos son necesarios para obtener la secuencia de conmutación de los interruptores. El diagrama eléctrico del bloque signo se presenta en la figura 8 y los valores de los elementos usados esta en la tabla 1.D.

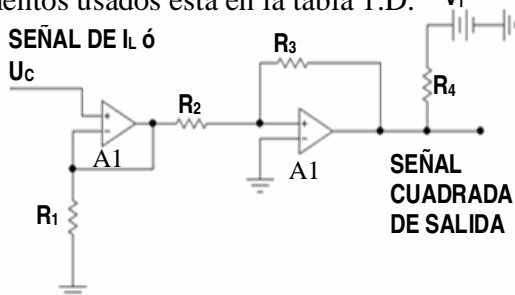


Fig 8.- Sección signo para las señales I_L y U_C .

En la sección σ se implementa de manera analógica la ecuación (6), en las ecuaciones (12) y

(13) se presentan las formulas con las cuales fueron calculados los valores de I_B y U_B en función de los parámetros eléctricos del sistema.

$$I_B = U_B / Z_B = E\omega_0 C \quad (12)$$

$$U_B = E \quad (13)$$

Esta sección tiene como entrada las señales I_B y U_B las cuales son combinadas de manera lineal para producir la señal σ . En la figura 9 se presenta el diagrama eléctrico del sistema implementado para el propósito antes mencionado. La relación de los valores de las resistencias que se utilizaron se presenta en la tabla 1.D.

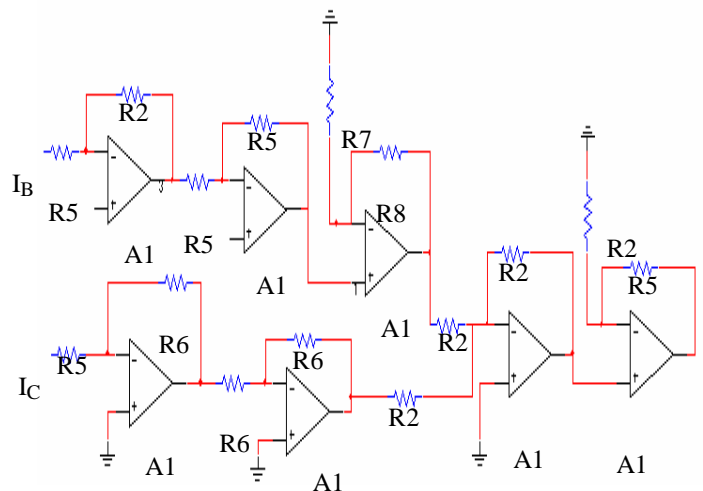


Fig 9.- Circuito para el cálculo de σ .

En la sección de comparación la señal σ es cotejada con la señal REF y $-REF$. La señal de entrada es una señal de forma senoidal producida en el bloque σ y la salida son dos señales cuadradas que son $\sigma < -Ref$ y $\sigma > Ref$. En la figura 10 se presenta el diagrama eléctrico; mientras que en la tabla 1.D se presentan los elementos de esta sección.

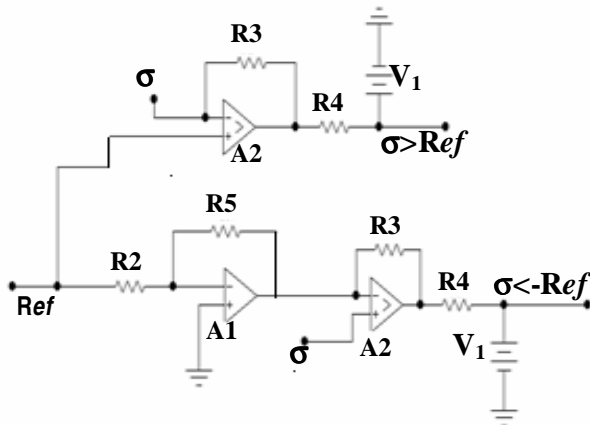


Fig 10.- Circuito de comparación

La sección lógica es el encargado de construir las señales que controlan a la sección Circuito de Tiempo muerto. El diagrama eléctrico de este bloque se presentan el la figura 11, y en la tabla 1.D se describen los elementos que componen la sección.

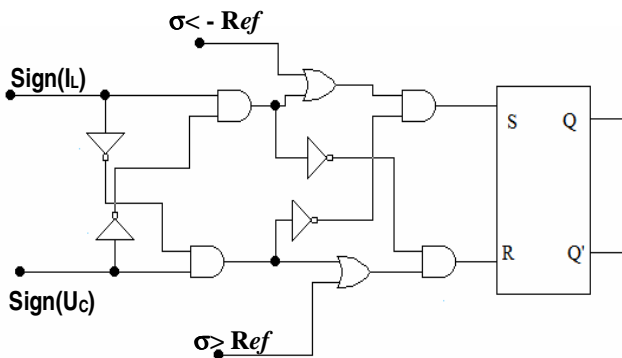


Fig 11.- Circuito de la sección lógica.

IV RESULTADOS EXPERIMENTALES

La figura 12 presenta las señales que salen del circuito GTM y como se aprecia estas señales están desfasadas y complementadas. Es claro que existe un tiempo en el cual ambas señales están apagadas. La figura 13 presenta una señal bipolar cuadrada de un voltaje de ± 48 volts que es el voltaje de alimentación de la sección I. La frecuencia a la que esta operando es de 40 KHz. En la figura 14 se presenta la señal de voltaje en U_C , la amplitud es de 100 volts pico a pico a una frecuencia de 40 KHz.

Elemento	Valor
R1	1.1 k Ω
R2	1 k Ω
R3	10 M Ω
R4	2.2 k Ω
R5	100 k Ω
R6	10 k Ω
R7	18.7 k Ω
R8	330 k Ω
R9	1 M Ω
V1	5 V
NOT	CD40106BM
AND	74HCT132
OR	74HCT32
FLIP-FLOP RS	2NB1002
A1	LM-311

Tabla 1.D.- Tabla de elementos que componen a las secciones de Comparación, Signo, Lógica y σ .

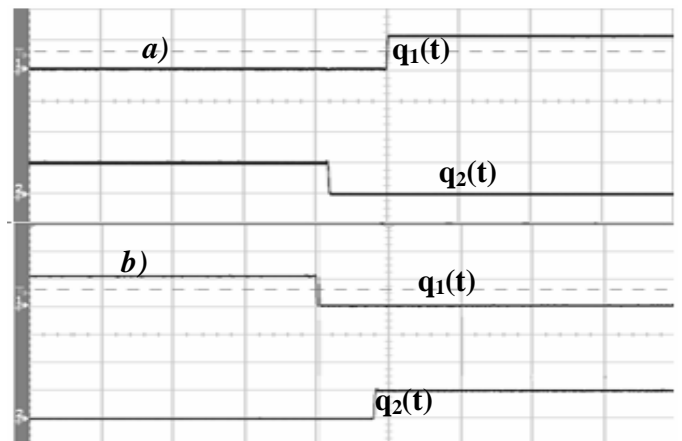


Fig 12.- señal de salida del generador de tiempo muerto (a) flanco de bajada. (b) flanco de subida.

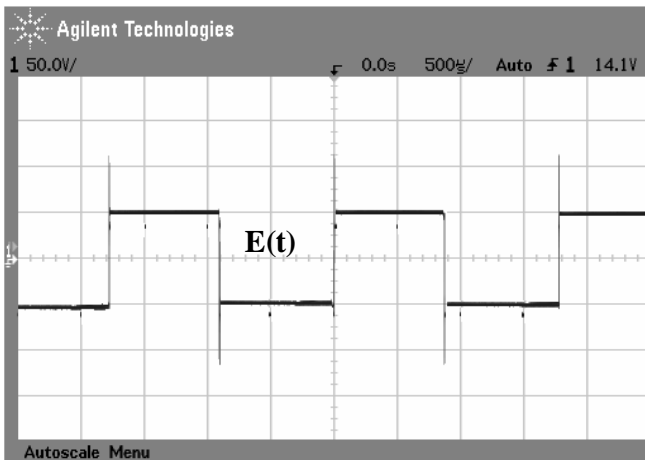


Fig 13.- Señal de salida de la sección inversor.

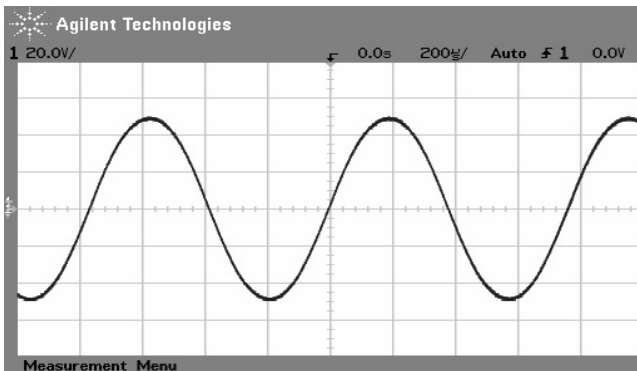


Fig 14.- Señal de voltaje del capacitor resonante.

En la figura 15 se presenta la señal de voltaje en la carga para un valor $Ref = 3.55$ volts. En dicha figura se ve que la señal tiene un voltaje de rizo de aproximadamente 360 mV con voltaje en la carga de 7.5 volts.

En la figura 16 se presenta la señal de voltaje en la carga para un valor $Ref = 3.48$ volts. En dicha figura se ve que la señal tiene un voltaje de rizo de aproximadamente 206 mV con voltaje en la carga de 7.37 volts.

En la figura 17 se presenta la señal de voltaje en la carga para un valor $Ref = 3.47$ volts. En dicha figura se ve que el voltaje en la carga es de 7.34 volts.

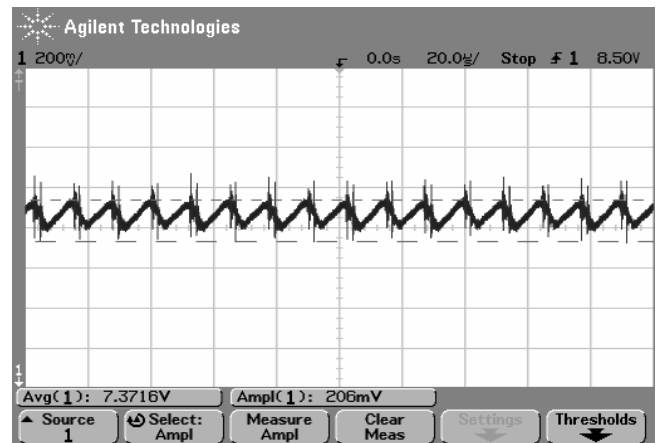


Fig 15.- Señal de voltaje de rizo para la carga de 71 Ohms a un valor de $Ref = 3.5$ volts.

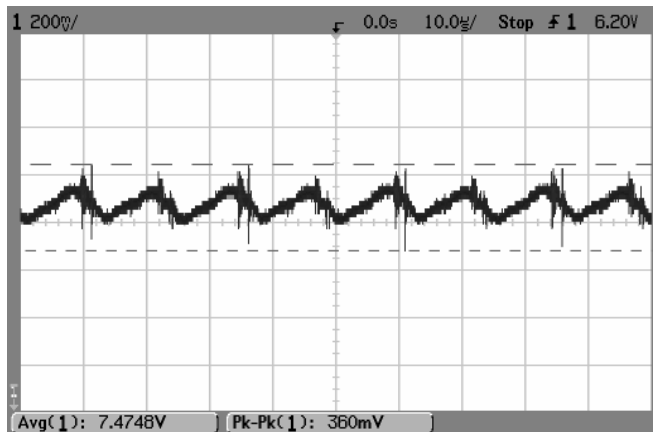


Fig 16.- Señal de voltaje de rizo para la carga de 71 Ohms a un valor de $Ref = 3.48$ volts.

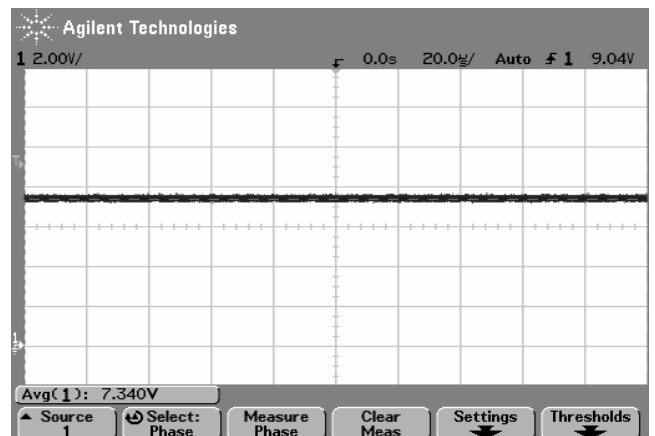


Fig 17.- Señal de voltaje en la carga para un valor $Ref = 3.47$ volts.

V CONCLUSIONES

En la mayor parte de los trabajos que se hacen sobre CRS de CD-CD no se profundiza en la electrónica que funciona como interfaz entre el esquema de control aplicado y el CRS. En el presente trabajo se ha presentado la electrónica necesaria para acondicionar las señales que se requieren en el funcionamiento de un CRS. El acoplamiento de todo el sistema puede ser utilizado con eficiencia para el control del voltaje en la carga mediante un esquema sencillo y de fácil construcción. Se presenta la explicación detallada de cada uno de los circuitos electrónicos que integran al sistema. Además, como guía para el lector se presentan las señales que de manera experimental se obtuvieron al poner en funcionamiento a dicho sistema. Como se vio en los resultados al variar el voltaje *Ref* se controla el voltaje en la carga esto cumple con lo especificado en [6]. En este trabajo sólo se construyó el lazo interno de control porque el interés se centró en mostrar la electrónica que se utiliza para acondicionar las señales que son necesarias para el funcionamiento del CRS. En la experimentación dicho lazo de control fue reemplazado por una fuente de voltaje que proporcionaba la señal *Ref*.

VI REFERENCIAS

- [1] R. Oruganti, and F.C. Lee, "Resonant Power Processors, Part I –state Plane Analysis". IEEE Transactions industry applications, vol. IA-21. NO. 6. 1985.
- [2] R. Oruganti, and F.C. Lee, "Resonant Power Processors, Part II –state Plane Analysis", IEEE Transactions industry applications, vol. IA-21. NO. 6. 1985.
- [3] R., Oruganti, J. J Yang. and F.C. Lee, "Implementation of Optimal Trajectory Control of Series Resonant Converter", IEEE Transactions on Powers Electronics. VOL 3. NO.3. 1988.
- [4] M.G.Kim, and M. J. Youn, "An Energy Feedback control of Series Resonant Converter", IEEE Transactions on Powers Electronics. VOL 6. NO.3. 1991.
- [5] V. M. Hernández, G. Herrera, B. Zúñiga. "Voltage Regulation in Series Resonant DC-to-DC Power Converters with unknown Resistive Load". American Control Conference, VOL. 3, pp. 1770-1775. 2005)
- [6] L. Rosetto," A simple Control Technique for Series Resonant Converters". IEEE Transaction on Power Electronics, Vol 11, No. 4. 1996.
- [7] P. Krein,"Tricks of the trade using logic for dead time and synchronous-rectifier control", IEEE Power Electronics Society Newsletter, pp. 7, July 2000.
- [8] R. M. Nelms, T. D. Jones and M.C. Cosby, "A comparison of resonant inverter topologies for HPS lamp ballast", Annual Meeting of Industry Applications Society IAS'93, vol.3, pp. 2317-2322, 1993.
- [9] M.C. Cosby and R. M. Nelms, "Designing a parallel-loaded resonant inverter for an electronic ballast using the fundamental approximation", IEEE Applied Power Electronic Conference and Exposition APEC' 93, pp. 428-423.
- [10] M.H. Rashid, "Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications", Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, pp. 180-184, 1993.
- [11] R. W. Erickson, "Fundamental of Power Electronics", University of Colorado, Boulder, 2000.

ESTUDIO DE UNA ESTRUCTURA DE ACONDICIONAMIENTO DE POTENCIA COMBINANDO LAS TOPOLOGIAS “BOOST Y BUCK- BOOST”.

Durán Gómez José Luis¹, Cervantes García Eleazar¹.
Verde Gómez Ysmael², Smit Afra Mascha³, Arriaga Gerardo⁴

Área de Electrónica de Potencia, División de Estudios de Posgrado e Investigación

¹Instituto Tecnológico de Chihuahua, Laboratorio de Electrónica de Potencia
Ave. Tecnológico 2909, Chihuahua, Chih., México 31030

²Instituto Tecnológico de Cancún,

Av. Kabah km. 3, Cancún, Quintana Roo, México, 77500

³Centro de Investigación Científica de Yucatán (CICY),

Calle 43 No. 130, Col. Chuburná de Hidalgo, Mérida, Yucatán, México, 97200

⁴Centro de Investigación y Desarrollo Tecnológico en Electroquímica,

Parque Tecnológico Querétaro, Sanfandila, Pedro Escobedo, Querétaro, Qro., México, 76703

Tel: (614) 413 7474 ext 114 ó 112, VoIP 25, correo electrónico: lduran@itchihuahua.edu.mx

RESUMEN

En este trabajo se presenta el análisis, simulación, desarrollo y modelado de una estructura de acondicionamiento de potencia (EAP) de corriente directa (cd). La estructura de potencia o convertidor cd-cd combina dos topologías de conversión típicamente empleadas, como son: el convertidor elevador (boost) y el convertidor reductor-elevador (buck-boost). A partir de la conversión de la energía solar a energía eléctrica del arreglo de paneles fotovoltaicos (APF) se obtiene un voltaje de 100V a 600W de potencia de salida en condiciones nominales. Por medio de la EAP se convierte la energía provista por el APF a un nivel de voltaje de salida de 400V y 600W de potencia disponible. En particular, la EAP se diseña para combinar la operación de las dos topologías de convertidores (boost y buck-boost) y elevar el voltaje de entrada con una relación de 1:4 (100V : 400V) y al mismo tiempo reducir el nivel de rizo de la corriente de entrada que provee el APF [1]. En este artículo se presenta el análisis detallado para el diseño del convertidor cd-cd, así como el modelado y resultados de simulación de la EAP propuesta. Con el propósito de ilustrar el desarrollo de este tipo de convertidor (EAP) se presenta un ejemplo de diseño así como los resultados experimentales que verifican la factibilidad de esta propuesta para proveer de

energía eléctrica a partir de fuentes de energía alternas renovables (FEARs).

I. INTRODUCCIÓN

Actualmente la mayoría de los sistemas que nos rodean en nuestra vida diaria, para nuestro beneficio y para una mejor calidad de vida, es de gran necesidad el uso de la energía eléctrica, es de vital importancia y las formas de generarla son altamente costosas. Producir energía limpia; apostar por las energías renovables, son fuentes de abastecimiento energético respetuosas con el medio ambiente. La tecnología fotovoltaica que consiste en convertir directamente la radiación solar en electricidad es una fuente de energía descentralizada, limpia, inagotable y la mayor parte de esta energía no es utilizada por el hombre. Hoy en día, el uso de la electricidad solar se encuentra en zonas remotas donde no hay conexión a la red de distribución pública. Esta forma de energía solar es empleada para satisfacer la demanda de electricidad. En la mayoría de los sistemas de potencia fotovoltaicos se requieren que sean de un bajo costo y alta eficiencia en el proceso de la conversión de energía solar a energía de corriente directa (cd). A partir de la conversión de la energía solar a energía eléctrica del arreglo de paneles fotovoltaicos (APF) se obtiene un voltaje de 100V a 600W de potencia de salida en condiciones nominales. Los convertidores

conmutados son frecuentemente utilizados como parte de los sistemas de conversión de energía fotovoltaica. Ellos permiten modificar el punto de operación de las celdas, ajustando de esta manera la potencia extraída. Esta energía entregada por las celdas fotovoltaicas debe adecuarse para poder ser aplicada a la etapa de conversión de cd-ca, por lo tanto debe pasar primeramente por una etapa de conversión cd-cd, para que de esta manera nos permita alcanzar niveles de voltaje y potencia adecuados para su consumo diario. Por medio de la EAP se convierte la energía provista por el APF a un nivel de voltaje de salida de 400V y 600W de potencia disponible. En particular, la EAP se diseña para combinar la operación de las dos topologías de convertidores (boost y buck-boost) y elevar el voltaje de entrada con una relación de 1:4 (100V : 400V) y al mismo tiempo reducir el nivel de rizo de la corriente de entrada que provee el APF. En condiciones de baja irradiación solar durante las cuales no puede satisfacerse la demanda, el objetivo de control pasa a ser extraer la máxima potencia posible de las celdas [2]. En este trabajo se presenta el análisis, simulación, desarrollo y modelado de una estructura de acondicionamiento de potencia (EAP) de corriente directa (cd). La estructura de potencia o convertidor cd-cd combina dos topologías de conversión típicamente empleadas, como son: el convertidor elevador (boost) y el convertidor reductor-elevador (buck-boost).

II. ESTRUCTURA DE ACONDICIONAMIENTO DE POTENCIA (EAP) PROPUESTA

El enfoque de este trabajo está orientado hacia la generación y aprovechamiento de la energía eléctrica mediante celdas solares, el cual se desea convertir la energía solar en energía eléctrica de corriente directa (cd) y ser aprovechada para el consumo humano ya sea en lugares remotos donde no hay redes de distribución de energía eléctrica y en industrias donde se requieren fuentes alternas de energía en caso de la ausencia de la red que le suministra energía eléctrica. El convertidor cd-cd se encargará de convertir los 100V en cd generado por las celdas a un nivel de voltaje en cd de 400V. La topología propuesta para el convertidor cd-cd se

basa en el estudio y análisis de las topologías boost y buck-boost, los cuales se combinarán para formar una topología conjunta llamada Boost-Buck-Boost [3]. Una de las variables más importantes para el desarrollo de este trabajo es el estudio de los disturbios que se presenten tanto en la entrada (aumentos y disminuciones de voltaje proveniente de las celdas) como en la salida (variaciones de cargas), ya que se pretende que a la salida obtengamos un voltaje y una corriente aceptable para su uso. En todos los convertidores se sabe que el voltaje de salida es función del voltaje de entrada, de la corriente de la carga y del ciclo de trabajo, es por eso que si uno o más de esos valores varía, la salida del circuito varía en función del modo que lo hagan los parámetros anteriores. Esto se puede ver en la simulación del convertidor en lazo abierto, en el que un a vez calculado el ciclo de trabajo para obtener la salida deseada, si se producía una variación en el voltaje de entrada o en la corriente de la carga, la salida se veía modificada por la acción de dicha variable, pero esta era capaz de reaccionar frente al cambio.

Como el objetivo de un convertidor es mantener el voltaje de salida constante, no se puede establecer un ciclo de trabajo constante, sino que habrá que variar en función de los cambios que se produzcan en el sistema. Para que un sistema sea capaz de reaccionar frente a variaciones de salida, lo que se necesita es una retroalimentación de la salida a la entrada. De esta manera el ciclo de trabajo se ajusta al valor necesario de cada momento. Con esto se consigue que el sistema sea capaz de percibir cualquier cambio a la salida y actuar para restablecer las condiciones deseadas.

En un sistema de control en lazo cerrado se establece una señal de referencia que corresponde al comportamiento deseado del sistema y se compara con la señal de salida, estableciéndose, en caso de que estas no sean iguales, una señal de error que es enviada a la entrada y manipulada convenientemente para eliminar el error que se haya producido. Dependiendo del modo que sea amplificada esta señal de error y el tratamiento que se haga con esta, dependerán otros criterios como son la estabilidad. Las perturbaciones, el ancho de banda, la ganancia o la sensibilidad del sistema.

III. ANÁLISIS EN PEQUEÑA SEÑAL

En los convertidores cd-cd conmutados, el voltaje de salida es función del voltaje de entrada y del ciclo de trabajo. En los circuitos reales con componentes no ideales, la salida también es función de la corriente de carga. Una salida de la fuente de alimentación se controla modulando el ciclo de trabajo para compensar las variaciones de la entrada o de la carga. Los sistemas de control realimentados para fuentes de alimentación comparan el voltaje de salida con una referencia y convierten el error en un determinado valor de ciclo de trabajo.

El análisis de los lazos de control se basa en el comportamiento dinámico en régimen permanente, en el que las magnitudes promediadas del circuito son constantes. El comportamiento dinámico puede describirse en función de pequeñas variaciones de la señal alrededor de un punto de operación en régimen permanente.

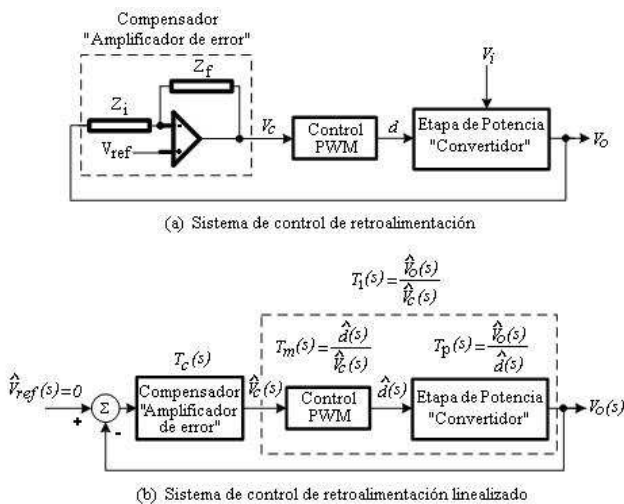


Fig. 1 Regulación de voltaje en el convertidor Boost.

Por ejemplo, la salida de voltaje en el convertidor boost debe ser regulada con una tolerancia específica de $\pm 1\%$ de alrededor del valor nominal del voltaje de salida, considerando la respuesta a los cambios de carga y entradas de voltajes. Esto mediante el uso de un sistema de control con

retroalimentación negativa, como se muestra en la Fig. 1a, donde la salida V_o del convertidor es comparada con un valor de referencia V_{ref} . El amplificador de error produce el voltaje de control V_c , el cual es usado para ajustar el ciclo de trabajo D en el conmutador del convertidor boost.

Si la etapa de potencia del convertidor mostrado en la Fig. 1b puede ser linealizada, entonces el criterio de estabilidad de Nyquist y las graficas de Bode pueden ser usados para determinar la compensación adecuada en el lazo de retroalimentación para las respuestas de estado estable y transitorias deseadas [4].

IV. MODELO DE CONTROL MODO-CORRIENTE

En la Fig. 2 se muestra un esquema de un modulador de control por modo-corriente. Una frecuencia constante de reloj con periodo T_s inicia el tiempo de encendido del switch, la rampa de corriente proviene del censado del inductor a través de una las terminales del switch en el tiempo de encendido, y la rampa externa es agregada para dar estabilidad al lazo de control [8][9].

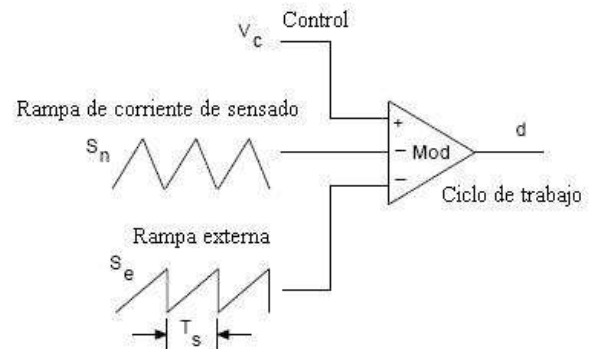


Fig. 2 Modulador de control modo-corriente (CMC).

La ganancia del modulador combinada, dada por la suma de la rampa externa S_e y la rampa de corriente de censado S_n , es igual que para el control por modo-voltaje cuando S_n es igual a cero

y la ganancia del modulador para el control por modo-corriente es dada por la Ec. (1).

$$F_m = \frac{1}{(S_n + S_e) \cdot T_s} \quad (1)$$

Donde:

$$m_c = 1 + \frac{S_e}{S_n} \quad (2)$$

S_n representa la pendiente de la forma de onda de la corriente de censado en el tiempo de encendido y m_c se elige para que sea un valor de 2. El modelo de la función de transferencia en pequeña señal $\hat{v}_o(s)/\hat{d}(s)$ no es afectado por la presencia de un circuito de control diferente, es decir el modelo $\hat{v}_o(s)/\hat{d}(s)$ no cambia al añadirle otro lazo de control. \hat{v}_o y \hat{d} son pequeñas perturbaciones en el voltaje de salida V_o y D el ciclo de trabajo respectivamente.

En la Fig. 3 se muestra el diagrama a bloques del circuito PWM (modulador de ancho de pulso) con control modo-corriente [10][11].

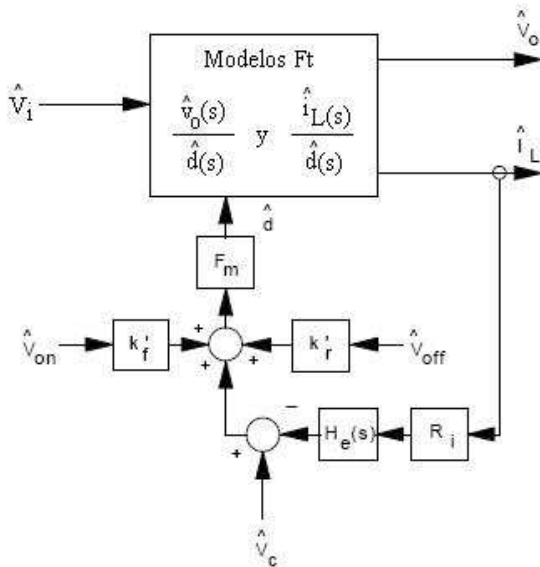


Fig. 3 Modelo completo en pequeña señal del control por modo-corriente.

En el modelado de la etapa de potencia se obtienen las funciones de transferencia mostradas en la Ec. (3) derivadas del convertidor boost y buck-boost por medio de técnicas de modelado de sistemas como son: la técnica de promediado en el espacio de estados [3] y la técnica del modelo del switch PWM [12].

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{d(s)}, \quad G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{d(s)} \quad (3)$$

Los bloques de ganancia R_i y $H_e(s)$ representan el lazo de corriente. R_i es la ganancia lineal de la red de censado de corriente y $H_e(s)$ será usado como modelo de acción de muestreo para el control modo-corriente, Ec. (5). Las ganancias K'_f y K'_r provienen de la retroalimentación de voltajes durante el tiempo de encendido y apagado del convertidor, respectivamente, y son diferentes para cada convertidor. Estas ganancias son creadas por la retroalimentación de la corriente del inductor, la pendiente del cual depende del voltaje aplicado al inductor a través de un switch. Los voltajes V_{on} y V_{off} son, en general, combinaciones lineales de otros voltajes en el circuito. Sin la retroalimentación de corriente, R_i , el efecto del lazo de corriente y los bloques de ganancia K'_f y K'_r serian cero, resultando así con un solo lazo de retroalimentación, y por lo tanto el sistema operaría con el lazo de control por modo-voltaje [7]. Esto quiere decir que el control por modo-corriente (CMC) es un sistema de retroalimentación de dos lazos, el cual está conformado por un lazo interno o lazo de corriente y un lazo externo o lazo de voltaje [11][14].

La función de transferencia general $G_{vc}(s)$, derivada del esquema mostrado en la Fig. 3 se desarrollo mediante un profundo análisis algebraico del sistema, con los bloques de ganancia involucrados y las funciones de transferencia $G_{vd}(s)$ y $G_{id}(s)$ del convertidor, como se muestra en la Ec. (4).

$$G_{vc}(s) = \frac{G_{vd}(s) \cdot F_m}{1 + F_m [G_{id}(s) \cdot R_i \cdot H_e(s) - G_{vd}(s) \cdot K'_r]} \quad (4)$$

Donde:

$$H_e(s) = \left(1 + \frac{s}{\omega_n \cdot Q_z} + \frac{s^2}{\omega_n^2} \right) \quad (5)$$

$$Q_z = -\frac{2}{\pi} \quad \text{y} \quad \omega_n = \frac{\pi}{T_s} \quad (6)$$

En la Fig. 4 se muestra el diagrama esquemático del convertidor cd-cd propuesto para este trabajo de investigación, el cual está formado por un convertidor boost en combinación con un Buck-Boost. El voltaje de entrada V_i es de un valor de aproximadamente 100V, proporcionado por las celdas solares, los voltajes de salida del convertidor cd-cd V_{boost} , Ec. (7) y $V_{buck-boost}$ Ec. (8), serán de aproximadamente 200V, el cual dará como resultado un voltaje deseado de V_o igual a 400 V estables, ante los cambios en el voltaje de entrada y variaciones en la carga.

$$V_{boost} = \frac{V_i}{1 - D_{boost}} \quad (7)$$

$$V_{buck-boost} = -V_i \left[\frac{D_{b-boost}}{1 - D_{b-boost}} \right] \quad (8)$$

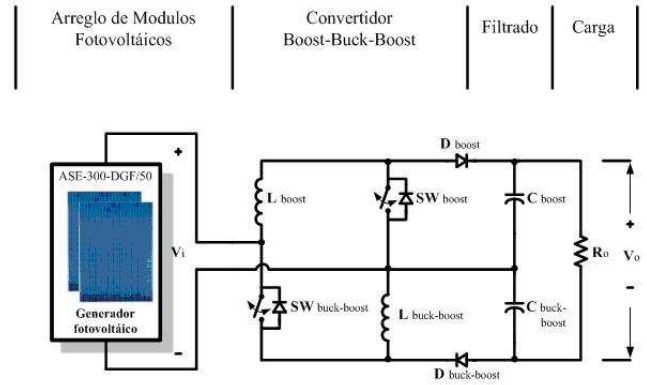


Fig. 4 Esquema de la etapa de conversión cd-cd con la topología Boost-Buck-Boost.

El voltaje de salida V_o del convertidor Boost-Buck-Boost está dada por la Ec. (9), el cual se aplica directamente a la carga del circuito de la siguiente etapa, que consiste en un inversor monofásico y este a su vez se encargará de convertir el voltaje de corriente directa (cd) a un voltaje de corriente alterna (ca).

$$V_o = V_i \left[\frac{1}{1 - D_{boost}} + \frac{D_{b-boost}}{1 - D_{b-boost}} \right] \quad (9)$$

V. EJEMPLO DE DISEÑO

En esta sección se presenta un ejemplo de diseño de la estructura de acondicionamiento de potencia (EAP) mostrando los parámetros de entrada y salida para el convertidor boost y buck-boost operando en el modo de corriente continua.

Los parámetros de diseño para cada convertidor se muestran a continuación:

$$V_i = 70V - 102V$$

$$I_i = 2.94 A$$

$$P_i = 300W$$

$$V_o = 200V$$

$$P_o = 300W$$

$$F_s = 100kHz = 1/T_s$$

$$\Delta V_o / V_o \leq 1\%$$

$$R_o = V_o / I_o$$

Donde V_i , P_i e I_i es el voltaje (V), potencia (W) y corriente (A) provenientes del arreglo fotovoltaico, V_o y P_o son el voltaje (V) y potencia (W) que se desean a la salida de cada convertidor de cd-cd, T_s y F_s son el periodo (seg.) y frecuencia (H_z) de conmutación, $\Delta V_o/V_o$ es el rizo de voltaje presente en el voltaje de salida V_o del convertidor, por último R_o es la carga (Ω) a la cual se generan los 300W a la salida del convertidor.

A. Cálculo y selección de componentes del convertidor Boost:

El inductor L_{boost} y el capacitor de salida $C_{o,boost}$ son calculados para operar en modo de funcionamiento continuo y obtener un voltaje de rizo menor al 1% del voltaje de salida V_o .

El ciclo de trabajo D_{boost} es calculado como sigue:

$$D_{boost} = 1 - \frac{V_{i,max}}{V_o} = 0.49 \quad (10)$$

Ahora se determina el valor del inductor de entrada en base a la $I_{L,boost,pk} = 3.94A$ establecida, de la cual se quiere no exceder y además estar dentro del modo de conducción continua. Para ello se necesita saber el valor de la resistencia de carga a la salida del convertidor y la cual se puede determinar mediante la ecuación de la potencia de salida como:

$$R_{o,1} = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{(200V)^2}{600W} = 133.33\Omega \quad (11)$$

Para determinar el valor del inductor, de la ecuación de la corriente máxima se despeja L y sustituimos $R_{o,1} = 133.33\Omega$, $D_{boost} = 0.49$ y $T_s = 1/f_s = 10\mu s$:

$$L_{boost} = \frac{V_i \cdot D_{boost} \cdot T_s}{2 \left[I_{L,boost,pk} - \frac{V_i}{(1-D_{boost})^2 \cdot R_{o,1}} \right]} = 250\mu H \quad (12)$$

Para la selección del capacitor de salida, $C_{o,boost}$, tenemos como parámetro importante el porcentaje de rizo, ΔV_o , deseado en el voltaje de salida, el cual proponemos un $\Delta V_o = 0.01 \cdot V_o$. En la Ec. (13) siguiente se muestra el cálculo de la capacitancia mínima requerida para obtener el valor de rizo deseado y menor al 1% del voltaje de salida:

$$C_{o,boost} = \frac{D_{boost}}{R_{o,1} \cdot f_o \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right)} \geq 3.675\mu F \quad (13)$$

Se eligió un capacitor de $C_{o,boost} = 150\mu F$.

Para determinar la función de transferencia del modulador $F_m(s)$ seleccionamos $m_c = 2$, $R_i = 1$ y calculamos la pendiente de la corriente de censado del lazo de control por corriente pico:

$$S_n = \frac{V_i}{L_{boost}} = 4.08 \cdot 10^5 \quad (14)$$

$$F_m = \frac{1}{m_c \cdot S_n \cdot T_s} = 0.123 \quad (15)$$

Determinamos el valor del bloque de ganancia K_r' y de $H_e(s)$:

$$K_r = \frac{(1-D_{boost})^2 \cdot T_s \cdot R_i}{2 \cdot L_{boost}} = 5.202 \cdot 10^{-3} \quad (16)$$

$$\omega_n = \frac{\pi}{T_s} = 3.142 \cdot 10^5 \quad (17)$$

$$Q_z = \frac{-2}{\pi} = -0.637 \quad (18)$$

De acuerdo a la Ec. (5) y sustituyendo Ec. (17) y (18) tenemos lo siguiente:

$$H_e(s) = 1 - 5.0 \times 10^{-6} s + 1.013 \times 10^{-11} s^2 \quad (19)$$

Las funciones de transferencia $G_{vd}(s)$ y $G_{id}(s)$ [11] propias de cada convertidor son de suma importancia para la construcción de la función de transferencia total $G_{vc}(s)$, que incluye el lazo de control interno de corriente dándole mayor estabilidad al sistema ante perturbaciones en el voltaje de entrada y variaciones en la carga de salida.

Sustituyendo los valores de los elementos que integran la expresión (4) el resultado de la función de transferencia $G_{vc}(s)$ del convertidor boost en control por modo de corriente (CMC) con el lazo de voltaje abierto se muestra a continuación expresado numéricamente:

$$G_{vc}(s) = \frac{-1.766 \times 10^{-8} s^2 - 9.564 \times 10^{-3} s + 1.666 \times 10^3}{4.868 \times 10^{-12} s^3 + 2.499 \times 10^{-6} s^2 + 0.4806 s + 75.03} \quad (20)$$

A continuación se muestra la respuesta en frecuencia de la función $G_{vc}(s)$ del convertidor boost realizada en MATLAB:

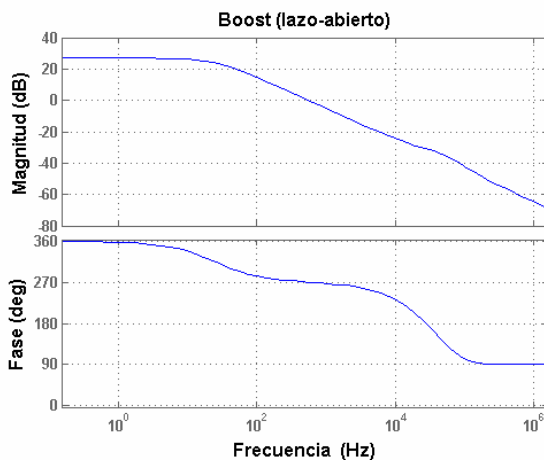


Fig. 5 Respuesta en frecuencia de la función de transferencia $G_{vc}(s)$ en lazo abierto del convertidor Boost.

El punto más importante con respecto a la f.t de la Fig. 5 es la ausencia del polo complejo, ahora es un simple polo. El efecto de esto es que ahora la fase en el sistema actual es mayor y el factor de amortiguamiento Q es casi nulo.

B. Cálculo y selección de componentes del convertidor Buck-Boost:

El inductor $L_{b-boost}$ y el capacitor de salida $C_{o,b-boost}$ son calculados para operar en modo de funcionamiento continuo y obtener un voltaje de rizo menor al 1% del voltaje de salida V_o .

El ciclo de trabajo $D_{b-boost}$ es calculado como sigue:

$$D_{b-boost} = \frac{V_o}{V_o + V_{i,max}} = 0.66 \quad (21)$$

Ahora se determina el valor del inductor de entrada en base a la $I_{L,b-boost,pk} = 5.44A$ establecida, de la cual se quiere no exceder y además estar dentro del modo continuo de conducción. Para ello se necesita saber el valor de la resistencia de carga a la salida del convertidor y la cual se puede determinar mediante la ecuación de la potencia de salida como:

$$R_{o,2} = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{(200V)^2}{600W} = 133.33\Omega \quad (22)$$

Para determinar el valor del inductor, de la ecuación de la corriente máxima se despeja L y sustituimos $R_{o,2} = 133.33\Omega$, $D_{b-boost} = 0.66$ y $T_s = 1/f_s = 10\mu s$:

$$L_{b-boost} = \frac{V_i \cdot D_{b-boost} \cdot T_s}{2 \left[I_{L,b-boost,pk} - \frac{V_i \cdot D_{b-boost}}{(1 - D_{b-boost})^2} \cdot R_{o,2} \right]} = 350\mu H \quad (23)$$

Para la selección del capacitor de salida, $C_{o,b-boost}$, tenemos como parámetro importante el porcentaje de rizo, ΔV_o , deseado en el voltaje de salida, el cual proponemos un $\Delta V_o = 0.01 \cdot V_o$. En la Ec. (24) siguiente se muestra el cálculo de la capacitancia mínima requerida para obtener el valor de rizo deseado y menor al 1% del voltaje de salida:

$$C_{o,b-boost} = \frac{D_{b-boost}}{R_{o,2} \cdot f_o \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right)} \geq 4.967 \mu F \quad (24)$$

Se eligió un capacitor de $C_{o,b-boost} = 150 \mu F$.

Para determinar la función de transferencia del modulador $F_m(s)$ seleccionamos $m_c = 3$, $R_i = 1$ y calculamos la pendiente de la corriente de censado del lazo de control por corriente pico:

$$S_n = \frac{V_i}{L_{b-boost}} = 2.914 \cdot 10^5 \quad (25)$$

$$F_m = \frac{1}{m_c \cdot S_n \cdot T_s} = 0.114 \quad (26)$$

Determinamos el valor del bloque de ganancia K_r' y de $H_e(s)$:

$$K_r = \frac{(1 - D_{b-boost})^2 \cdot T_s \cdot R_i}{2 \cdot L_{b-boost}} = 5.202 \cdot 10^{-3} \quad (27)$$

$$\omega_n = \frac{\pi}{T_s} = 3.142 \cdot 10^5 \quad (28)$$

$$Q_z = \frac{-2}{\pi} = -0.637 \quad (29)$$

De acuerdo a la Ec. (5) y sustituyendo Ec. (28) y (29) tenemos lo siguiente:

$$H_e(s) = 1 - 5.0x10^{-6}s + 1.013x10^{-11}s^2 \quad (30)$$

Al igual que en el convertidor boost, las funciones de transferencia $G_{vd}(s)$ y $G_{id}(s)$ para el convertidor buck-boost [11] son de suma importancia para la construcción de la función de transferencia total $G_{vc}(s)$, que incluye el lazo de control interno de corriente dándole mayor estabilidad al sistema ante perturbaciones en el voltaje de entrada y variaciones en la carga de salida.

Sustituyendo los valores de los elementos que integran la expresión (4) el resultado de la función de transferencia $G_{vc}(s)$ del convertidor buck-boost en control por modo de corriente (CMC) con el lazo de voltaje abierto se muestra a continuación expresado numéricamente:

$$G_{vc}(s) = \frac{-3.549x10^{-8}s^2 - 2.132x10^{-2}s + 1.555x10^3}{6.995x10^{-12}s^3 + 3.549x10^{-6}s^2 + 0.6905s + 70.06} \quad (31)$$

A continuación se muestra la respuesta en frecuencia de la función $G_{vc}(s)$ del convertidor buck-boost realizada en MATLAB:

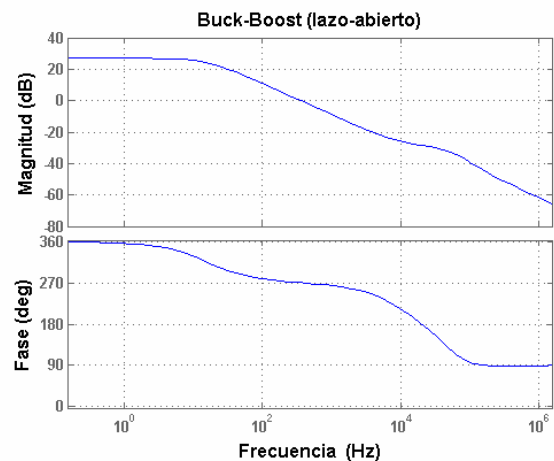


Fig. 6 Respuesta en frecuencia de la función de transferencia $G_{vc}(s)$ en lazo abierto del convertidor *Buck-Boost*.

Al igual que en el convertidor boost, el punto más importante con respecto a la f.t de la Fig. 6 es la ausencia del polo complejo, ahora es un simple polo. De la misma manera el efecto de esto es que ahora la fase en el sistema actual es mayor y el factor de amortiguamiento Q es casi nulo.

VI. COMPENSADOR TIPO 2

El lazo cerrado en un convertidor de potencia involucra un diseño de un elemento activo como lo es el amplificador de error. El objetivo es diseñar una red de realimentación alrededor del amplificador de error, de tal forma, que se obtenga un diagrama de Bode los más ideal posible de función de transferencia de lazo cerrado o del sistema compensado, donde la ganancia cruce la línea de ganancia unitaria ($0dB$) con una pendiente de -1 ($20dB/Década$), así como con un ancho de banda deseado y un margen de fase mayor a 45° . El valor recomendado que debe haber entre la diferencia de 180° (o 360° dependiendo de la referencia) y la fase real cuando la ganancia alcanza la ganancia unitaria $0dB$, es de 30° a 60° , donde 60° es considerado un buen margen. La diferencia entre la ganancia unitaria ($0dB$) y la ganancia real de lazo cerrado cuando la fase alcance 180° , debe tener un valor recomendado no menor de entre $-5dB$ a $-12dB$ (o cercano de cero).

Los tres amplificadores de error más comunes son: Tipo 1, Tipo 2 y Tipo 3. Aunque en la mayoría de los casos se utilizan los tipo 2 o 3 para compensar bien. El amplificador Tipo 1 se utiliza, cuando no se requiere una elevación de fase, el Tipo 2 se utiliza cuando se requiere una elevación de fase menor a 90° y el Tipo 3 se usa cuando se requiere una elevación de fase menor a 180° . Debido a que nuestra elevación de fase es menor a 90° se escoge el amplificador Tipo 2. En la Fig. 7 se presenta la configuración del amplificador de error Tipo 2 [3] [13].

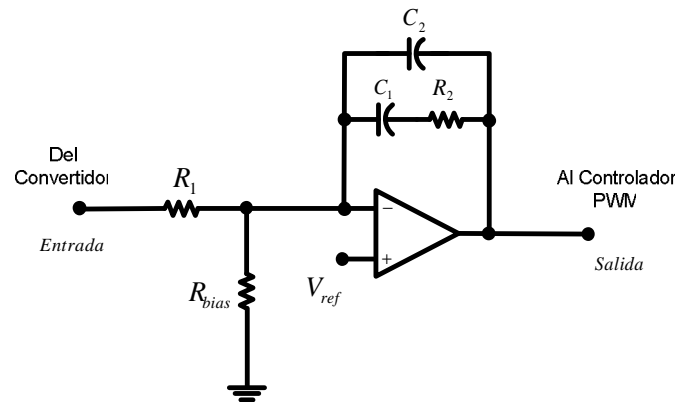


Fig. 7 Amplificador de error Tipo 2.

La frecuencia de cruce f_{cruce} es el punto donde se desea que la ganancia del lazo cerrado sea unitaria $0dB$. Entre mayor sea la frecuencia de f_{cruce} una mejor respuesta transitoria del convertidor se tendrá. Si la f_{cruce} es muy cercana al valor de la frecuencia de conmutación del PWM es probable que no se cumpla con los criterios de estabilidad. Por eso el límite teórico máximo del valor de f_{cruce} es de $f_{osc} / 2$, por lo que se recomienda que para fines prácticos la f_{cruce} sea menor o igual a $f_{osc} / 10$, aún que en ocasiones y dependiendo de la respuesta de la planta del convertidor será necesario disminuir un poco más el ancho de banda para asegurar la estabilidad del sistema.

La función de transferencia $T_c(s)$ para la configuración del amplificador de error Tipo 2 se muestra en las expresiones (32) y (33).

$$T_c(s) = \left(\frac{1}{R_1 C_2} \right) \cdot \frac{s + \left(\frac{1}{R_2 C_1} \right)}{s \left(s + \left(\frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2} \right) \right)} \quad (32)$$

$$\omega_{OC} = \frac{1}{R_2 C_1}, \quad \omega_{ZC} = \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2} \frac{1}{2}, \quad G_{conv} = \left(\frac{1}{R_1 C_2} \right).$$

$$T_c(s) = (G_{com}) \cdot \frac{s + \omega_{oc}}{s(s + \omega_{zc})} = (G_{conv}) \cdot \frac{\left[\frac{s}{\omega_{oc}} + 1 \right]}{\left(\frac{1}{\omega_{zc}} \right) s^2 + s} \quad (33)$$

En la Fig. 8 se muestra la respuesta a la frecuencia de la función de transferencia de amplificador Tipo 2. Como se puede ver en la Fig. 8 y en la Ec. (32) la función de transferencia tiene un polo en el origen $f_{zo} = 0Hz$, además tiene un cero f_{oc} y otro polo f_{zc} . Entre, la región delimitada por el polo y el cero la ganancia se mantiene casi constante ya que la caída de ganancia es mínima y la fase se eleva, produciendo una región con reducción de cambio de fase. Por el contrario, el margen es de 90° (o -270°) donde la pendiente es de $-20dB/Década$. En la región donde la pendiente es cero el cambio de fase tiende hacia los 0° (o -180°). La elevación de la fase entre la región del cero y del polo puede alcanzar un valor máximo de 90° . El amplificador de error Tipo 2 es usado para compensar lazos donde el margen de fase del modulador es aproximadamente de -90° [3][13].

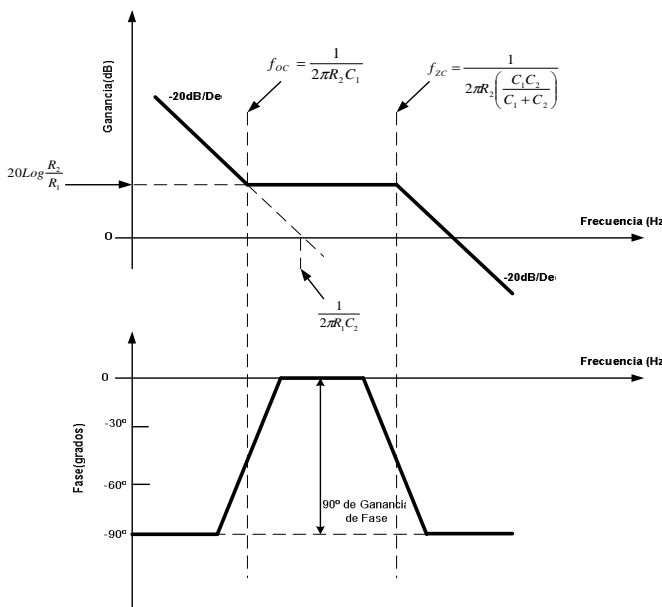


Fig. 8 Diagrama de bode de magnitud y fase de la función de transferencia del amplificador.

VII. RESULTADOS DE COMPENSACIÓN Y RESPUESTA DEL BOOST Y BUCK-BOOST

En la actualidad existen tantos métodos de control como ingenieros de control, numerosos métodos de control se han desarrollado, entre lo más sobresalientes está el *Factor K* desarrollado por H.D. Venable [3][7][13]. En el diseño del lazo de compensación tomaremos en cuenta el *Factor K* y apoyándonos con *SISO Design Tool*, el cual es una herramienta para diseño de compensadores proporcionada por *MATLAB*.

El resultado de graficar en Bode $G_{vc}(s) \cdot T_c(s)$ para el convertidor boost se puede observar en la Fig. 9, la cual muestra en magnitud y fase el sistema compensado. Se seleccionó una frecuencia de cruce por cero decibels de $f_{osc}/10 = 10kHz$ de la frecuencia de conmutación, el cual se aproxima a la frecuencia f_{cruce} por $0dB$ de la magnitud mostrada en la Fig. 9 ($9.96kHz$) semejante a la frecuencia previamente seleccionada ($10kHz$), los márgenes de fase y ganancia ($MF = 50.4^\circ$, $MG = 6.15dB$) resultantes están dentro del criterio de estabilidad.

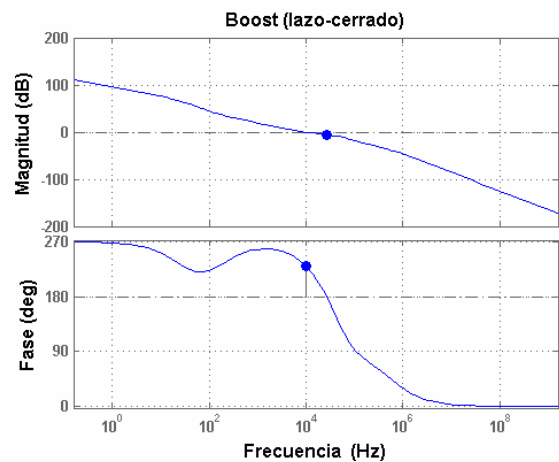


Fig. 9 Diagrama de bode de magnitud y fase del convertidor boost compensado.

El resultado de graficar en Bode $G_{vc}(s) \cdot T_c(s)$ para el convertidor buck-boost se puede observar en la Fig. 10, la cual muestra en magnitud y fase el sistema compensado. Se seleccionó una frecuencia de cruce por cero decibels de $f_{osc}/16 = 6.25kHz$ de

la frecuencia de conmutación, el cual se aproxima a la frecuencia f_{cruce} por $0dB$ de la magnitud mostrada en la Fig. 10 ($6.22KH_z$) semejante a la frecuencia previamente seleccionada ($6.25KH_z$), los márgenes de fase y ganancia ($MF = 50.2^\circ$, $MG = 5.05dB$) resultantes están dentro del criterio de estabilidad.

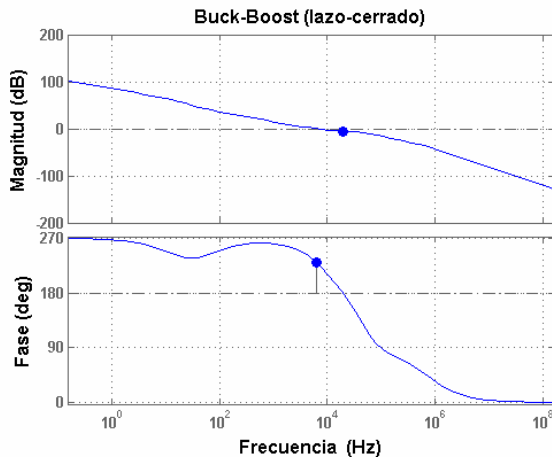


Fig. 10 Diagrama de bode de magnitud y fase del convertidor *buck-boost* compensado.

El diseño del sistema de control modo-corriente del esquema de la Fig. 4 fue diseñado con la ayuda de MATLAB, MATCAD y analizado en el simulador PSIM para observar su comportamiento, formas de onda y parámetros específicos.

En la Fig. 11 se muestra la simulación de la respuesta en lazo cerrado del convertidor Boost-Buck-Boost con un voltaje de entrada $V_i = 102V$ y un voltaje de salida $V_o = 400V$ a una potencia $P_o = 600W$, con un tiempo de restablecimiento excelente menor a 30 ms.

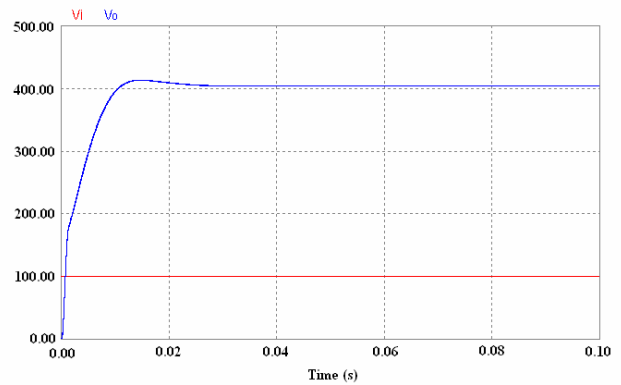


Fig. 11 Respuesta de salida del convertidor *Boost-Buck-Boost*.

VIII. CONCLUSIONES

En este artículo se ha presentado una propuesta de estructura para acondicionar la energía o potencia que proveen distintas tecnologías de fuentes alternas renovables. En particular se acondiciona la energía provista de un arreglo de paneles fotovoltaicos, los cuales entregan en conjunto una potencia nominal de $600W$ y $100V$ de salida hacia el convertidor propuesto (EAP). Se ha ilustrado con un ejemplo de diseño el cálculo de los componentes principales que integran el convertidor cd-cd compuesto por dos topologías muy conocidas como son: la estructura *boost* y *buck-boost*. Se presentan adicionalmente, algunos resultados de simulación y experimentales que validan la operación de la estructura de conversión propuesta. El presente trabajo de investigación continúa en proceso de investigación y resultados experimentales adicionales se presentarán en la conferencia del evento.

IX. REFERENCIAS

- [1] J. Gutiérrez-Vera, "Use of Renewable Sources of Energy in México, Case: San Antonio Agua Bendita", *IEEE Trans. on Energy Conv.*, vol. 9, no.3, pp. 442-450, Sept. 1994.
- [2] Fco. Gimeno Sales J., Salvador Seguí Chilet y Salvador Orts Grau,

- “Convertidores electrónicos: energía solar fotovoltaica aplicaciones y diseño”, Escuela Universitaria de Ingeniería Técnica Industrial, Ed. Valencia: Universidad Politécnica de Valencia, ISBN 84-9705-177-7.
- [3] Mohan, N., Undeland, T.M., and Robbins, W.P., *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, John Wiley & Sons, New York, 1995.
- [4] K. Ogata, *“Ingeniería de Control Moderna”*, University of Minnesota, Tercera Edición, Publicada por Prentice - Hall Hispanoamericana, S.A.N.
- [5] George Crystis, “High-Frecuency switching power supplies: theory and design”, 2nd ed., Ed. McGraw-Hill, 1989, 287p., ISBN 0-07-010951-6.
- [6] Dan Mitchell and Bob Mammano. “Designing stable control loops”, Application Report of Texas Instruments Incorporated, Dallas Texas 75265, Texas Instrument, pp. 1-30, 2002, [Online] Disponible: <http://focus.ti.com/lit/ml/slup173/slup173.pdf>
- [7] H. Dean. Venable, “The K factor: a new mathematical tool for stability analysis and synthesis”, Technical Report, Venable Industries Inc., 2120 Braker Lane suite M, Austin ,Texas 78758, pp. 1-10.
- [8] UNITRODE, “Modeling, Analysis and Compensation of the Current-Mode Converter”, www.ti.com, Aplicacion Note, SLUA101.
- [9] R. D. Middlebrook, “ Modeling Current-Programed Buck and Boost Regulators” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 4, No 1 Enero 1989.
- [10] R.B. Ridley, "A New Small-Signal Model for Current-Mode Control", PhD Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, November, 1990.
- [11] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *“Fundamentals of Power Electronics”*, University of Colorado, Second Edition Printing 2001 by Kluwer Academic Publishers.
- [12] V. Vorperian, “Simplified Analysis of PWM Converters using Model of PWM Switch”, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, May 1990.
- [13] G. Chryssis, “High-Frequency Switching Power Supplies: Theory and Design”, Segunda Edición, McGraw Hill Publishing Company.
- [14] C. P. Basso, “Switch-Mode Power Supply SPICE Cookbook”, McGraw Hill, pp-91.

FABRICACIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE RESONADORES ACÚSTICOS VOLUMÉTRICOS EN BASE A ZnO

Gerardo F. Pérez Sánchez, Arturo Morales-Acevedo,
Brad R. Jackson* y Carlos E. Saavedra*

Departamento de Ingeniería Eléctrica, CINVESTAV del IPN, Av. IPN No. 2058,
07360 México D. F.

*Department of Electrical and Computer Engineering, Queen's University,
Kingston, Ontario, Canada.

e-mail: amorales@solar.cinvestav.mx, fperez@solar.cinvestav.mx

RESUMEN

Se han fabricado resonadores acústicos volumétricos de película delgada (FBAR) empleando ZnO como material piezoeléctrico crecido mediante pulverización catódica. Se ha caracterizado el rendimiento de los dispositivos, midiendo su respuesta en frecuencia en el rango de 2-5 GHz, encontrando que la frecuencia de resonancia fundamental en serie se encuentra en 2.367 GHz. Los valores para la pérdida de inserción de señal, el factor de calidad (Q_s) y el coeficiente de acoplamiento electromecánico (k_{eff}^2) son 2.198 dB, 20 y 1.15 %, respectivamente. Se ha empleado el circuito modificado de Butterworth Van-Dyke (MBVD) para modelar al resonador y las pérdidas de energía en este dispositivo.

Palabras Clave — FBAR, Resonador, ZnO, MBDV.

I. INTRODUCCIÓN

El gran crecimiento de la industria de las telecomunicaciones móviles ha dado un tremendo

impulso al desarrollo de sistemas avanzados de comunicación inalámbrica en el rango de las microondas [1]. Un aspecto importante es la miniaturización de los dispositivos para que sean compatibles con la tecnología del silicio y que puedan ser parte de los circuitos integrados monolíticos para microondas MMICs (Monolithic Microwave Integrated Circuits) [2]. Para esto, convencionalmente se han empleado resonadores cerámicos, líneas de transmisión y resonadores acústicos de ondas superficiales SAW (Surface Acoustic Wave) como dispositivos para microondas. Sin embargo, los resonadores cerámicos y las líneas de transmisión tienden a ser físicamente voluminosos, mientras que los resonadores SAW muestran gran sensibilidad a la temperatura, altas pérdidas por inserción de señal y un limitado manejo de potencia [3]. Particularmente, en la telefonía móvil los filtros se basan en la tecnología SAW, sin embargo estos filtros tienen dos inconvenientes importantes: por un lado su difícil integración a la tecnología del silicio, y por otro la degradación en su rendimiento eléctrico a frecuencias superiores a 3 GHz. En un futuro cercano, se espera que los filtros a base de

resonadores acústicos volumétricos de película delgada FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator) puedan sustituir a los filtros SAW ya que son menos sensibles a la temperatura, soportan potencias más altas, tienen un factor de calidad mayor y se pueden fabricar en el rango de 400 MHz hasta 10 GHz a un precio muy competitivo [4].

Los resonadores FBAR consisten de un material piezoeléctrico entre dos electrodos metálicos, en donde la dirección de propagación de la onda acústica es transversal al espesor de la película y la frecuencia de operación se controla mediante su espesor. Los resonadores FBAR se fabrican empleando materiales como el óxido de zinc (ZnO), el nitruro de aluminio (AlN) y compuestos de Plomo-Zirconio-Titanio-Oxígeno (PZT) entre otros [5]. En este trabajo se describe el proceso tecnológico para la fabricación de resonadores FBAR, en donde la estructura es una membrana que está aislada acústicamente del sustrato, empleando capas de ZnO como piezoeléctrico obtenidas por pulverización catódica y la caracterización mediante la medición de los parámetros S.

II PROCEDIMIENTO EXPERIMENTAL

Las capas de ZnO fueron crecidas usando un sistema de pulverización catódica sobre sustratos de silicio. Los parámetros de crecimiento se resumen en la tabla 1.

Parámetro	Valor
Blanco	ZnO (99.999 %)
Potencia de Descarga	200 W
Presión de Trabajo	2×10^{-4} mBar
Tiempo de Depósito	30 min.
Temperatura de porta sustrato	200 °C
Espesor	1.12 μm

TABLA 1. Parámetros de crecimiento de las capas de ZnO

Los FBARs fueron fabricados empleando obleas de silicio de 400 μ m de espesor y

resistividad 6000 Ω -cm. El proceso de micro-maquinado del FBAR se muestra en la figura 1.

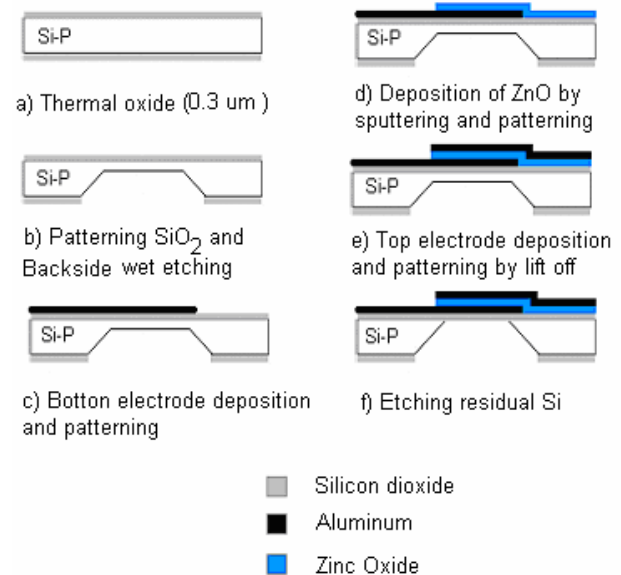


Fig. 1 Proceso de fabricación de los resonadores FBAR. a) Oxidación de la oblea de silicio, b) Grabado del SiO₂ y preataque en TMAH, c) Depósito y grabado del Aluminio para definir el contacto inferior, d) Depósito y grabado del ZnO, e) Depósito y grabado del Aluminio para definir el contacto superior, f) Ataque de silicio residual en TMAH

Inicialmente los sustratos de silicio fueron decapados químicamente hasta obtener un espesor de 250 μ m, posteriormente fueron oxidadas en horno convencional en ambiente de oxígeno seco a 1100 °C obteniendo un espesor 0.3 μ m. Se definió el área de la estructura resonadora mediante técnicas fotolitográficas, en donde como primer paso consistió en grabar químicamente el SiO₂ en la parte posterior de la oblea de silicio seguido de un pre-decapado en una solución alcalina (TMAH). Para fabricar la estructura resonadora, sobre la capa de SiO₂ se depositó una capa aluminio por evaporación (espesor 0.12 μ m) para realizar el contacto inferior y las líneas de transmisión, posteriormente se depositó ZnO, ambas capas fueron grabadas químicamente para obtener la forma geométrica del dispositivo. Finalmente se depositó nuevamente una capa aluminio bajo las mismas condiciones anteriores para formar el

contacto superior, la cual fue grabada mediante la técnica “lift off”, con la finalidad de evitar el grabado químico del aluminio ya que esta solución daña la capa de ZnO, y se aisló la membrana del sustrato mediante el ataque del silicio residual empleando nuevamente la solución alcalina a base de TMAH. Los resonadores tienen un área de $100 \times 100 \mu\text{m}^2$. En la figura 2 se muestra la forma final de un resonador FBAR realizado en nuestros laboratorios.



Fig. 2 Imagen óptico de resonador FBAR

Para la caracterización de los FBARS se midieron los parámetros S con un analizador de redes (VNA) Agilent 8510C y una estación de pruebas para microondas. En todas las mediciones la impedancia de la línea fue de 50Ω (Z_0).

III RESULTADOS

La pérdida por inserción de señal (S_{21}) fue medida en el rango de 2 a 5 GHz, como se muestra en la figura 3a, en donde se observan dos frecuencias de resonancia, : 2.367 GHz. y 4 GHz, que corresponden a la fundamental y al segundo modo respectivamente. El segundo modo, que idealmente esta al doble de la fundamental, está desplazado de dicho valor, este corrimiento depende de las características físicas de los electrodos y de las propiedades electromecánicas del piezoeléctrico. La impedancia de entrada del FBAR se obtiene mediante la siguiente relación:

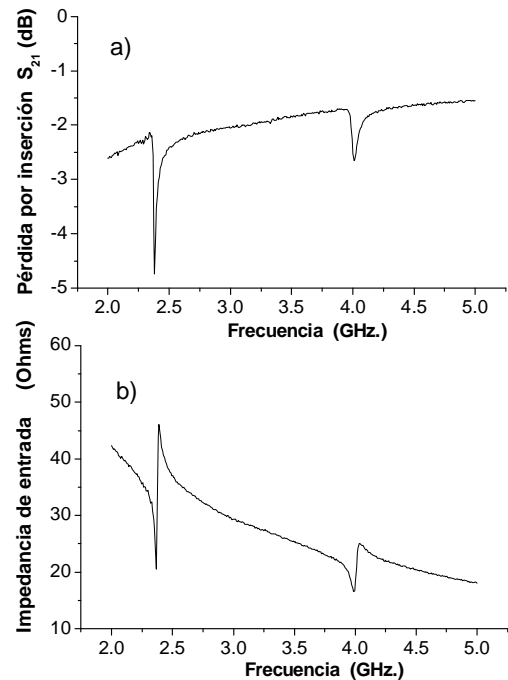


Fig. 3 Mediciones obtenidas de la impedancia de entrada del resonador y la pérdida por inserción de señal del dispositivo FBAR

$$Z_{in} = \frac{2Z_0 S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (1)$$

en donde S_{11} es el coeficiente de reflexión. En la figura 3b se muestra la impedancia de entrada característica del FBAR. En la región de la frecuencia fundamental observamos que la frecuencia de resonancia en serie f_s y la frecuencia de resonancia en paralelo f_p están en 2.367 GHz y 2.382 GHz respectivamente, y en estos puntos el coeficiente S_{21} corresponde a los valores -2.198 dB en f_s y -4.737 dB en f_p , lo que indica que hay mucha pérdida de energía acústica en el dispositivo. Estas pérdidas están asociadas principalmente con la calidad cristalina del óxido de zinc y de la resistencia existente en los contactos metálicos que forman al dispositivo. El coeficiente efectivo de acoplamiento electromecánico (k_{eff}^2) y el factor de calidad (Q) son parámetros muy importantes que determinan el rendimiento del FBAR. El k_{eff}^2 está relacionado con el ancho de

banda del resonador y esta definido mediante la siguiente relación [6]:

$$k_{eff}^2 = \frac{\left(\frac{\pi}{2}\right)\left(\frac{f_s}{f_p}\right)}{\tan\left(\left(\frac{\pi}{2}\right)\left(\frac{f_s}{f_p}\right)\right)} \approx \left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \frac{f_p - f_s}{f_p} \quad (2)$$

El factor Q se obtiene diferenciando la fase de la impedancia de entrada con respecto a la frecuencia. Esta cantidad nos indica de manera cuantitativa la pérdida acústica en el dispositivo [7], y se puede calcular con la fórmula:

$$Q_{fx} = \frac{f_x}{2} \left| \frac{dZ_{in}}{df} \right|_{f_x} \quad (3)$$

en donde Z_{in} es la fase de impedancia de entrada en grados y Q_{fx} corresponde al factor de calidad del resonador evaluado en f_s o en f_p . En la figura 4 se muestran el rendimiento característico de un resonador FBAR para la impedancia de entrada y el factor de calidad Q. Empleando las relaciones anteriores obtenemos para k_{eff}^2 un valor de 0.01554, y de 65 y 50 para Q_s y Q_p respectivamente. Estos valores fueron calculados solamente para la región de la frecuencia de resonancia fundamental.

El resonador FBAR fué analizado en base al modelo modificado de Butterworth Van Dyke (MBDV) [8], el cual es un circuito muy útil para modelar la respuesta en frecuencia del resonador mediante elementos pasivos, alrededor de la frecuencia fundamental, que incluye las pérdidas de cada una de las capas que lo conforman. Se realizó el ajuste de la pérdida por retorno de la señal (S_{11}) a los datos experimentales con este modelo mediante el programa ADS de Agilent (Advanced Design System). El circuito equivalente obtenido se ilustra en la figura 5, en donde C_0 representa la capacitancia del piezoeléctrico entre los electrodos, R_s representa la resistencia de los

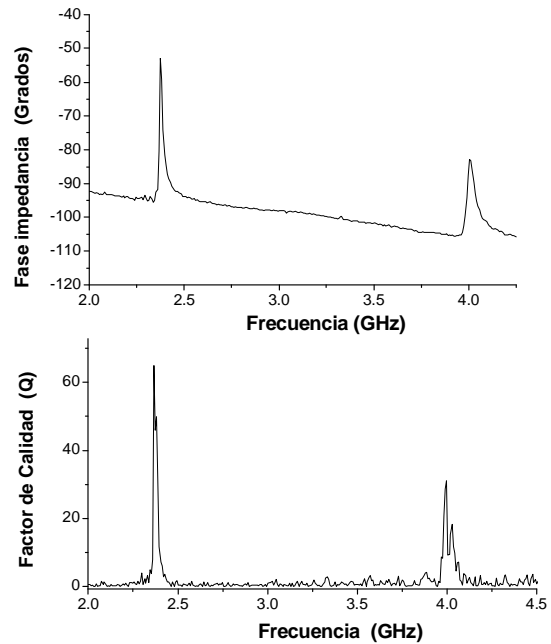


Fig. 4 Fase de impedancia y factor de calidad

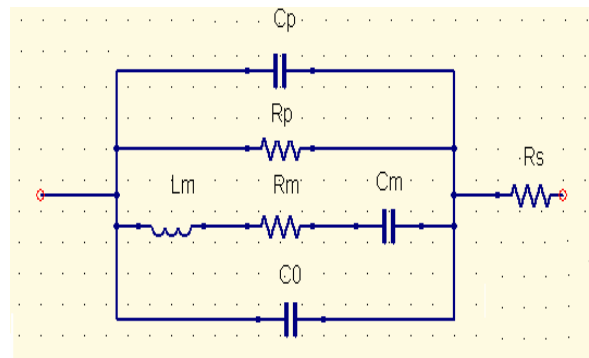


Fig. 5 Diagrama esquemático del modelo MBVD

electrodos, C_m , L_m y R_m representan la capacitancia la inductancia y la resistencia de la rama dinámica en resonancia, finalmente, R_p y C_p representan las pérdidas del material piezoeléctrico. Para realizar el ajuste, inicialmente se calcularon los valores de C_m , L_m y C_0 empleando los datos para f_s y f_p de la medición experimental y resolviendo las siguientes expresiones [9]:

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_m C_m}} \quad (4)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_m C_m} \left(1 + \frac{C_m}{C_0}\right)} \quad (5)$$

$$C_0 = \frac{\epsilon A}{t} \quad (6)$$

En donde A es el área del capacitor formado por los contactos metálicos con el material piezoeléctrico y ϵ , t corresponden a la constante dieléctrica y al espesor del ZnO respectivamente. Los valores de los elementos pasivos restantes fueron extraídos mediante la simulación en ADS. Los resultados se muestran en la tabla 2.

Rm Ω.	Cm fF	Lm μH	C ₀ pF	Rs Ω	Rp Ω	Cp pF
10	14.6	0.31	0.58	16	50	0.5

Tabla 2 Valores de los elementos pasivos obtenidos del ajuste del modelo MBVD a los datos experimentales.

En la figura 6 se ilustra la comparación de la simulación con los datos experimentales para S_{11} , en donde se observa que el modelo MBVD describe de manera adecuada la respuesta en frecuencia del resonador FBAR.

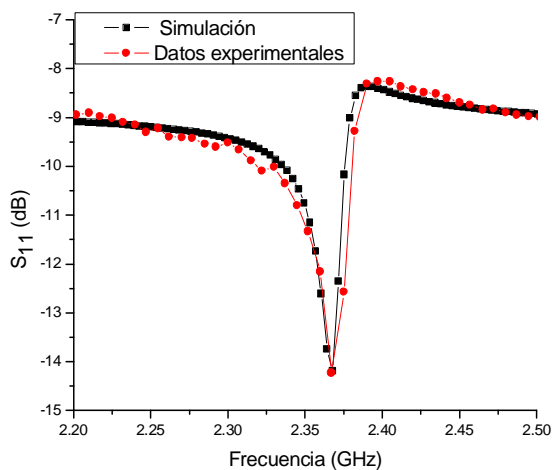


Fig. 6 Comparación entre los datos experimentales y la simulación en ADS

IV CONCLUSIONES

Se ha descrito el proceso tecnológico para la fabricación de resonadores FBAR, empleando ZnO como capa piezoeléctrica depositada por pulverización catódica, encontrándose la frecuencia de resonancia fundamental alrededor de 2.35 GHz. Mediante los parámetros S se ha caracterizado el rendimiento del resonador, en donde los valores encontrados para el k_{eff}^2 y Q indican que las pérdidas en el dispositivo son grandes todavía lo que atribuimos a que la calidad cristalina del ZnO aún no es satisfactoria. Para obtener el modelo del resonador y las pérdidas en el dispositivo se utilizó el modelo MBVD y el programa ADS ajustando la respuesta en frecuencia del resonador a las mediciones experimentales, mostrándose que el piezoeléctrico no tiene una alta resistividad y que presenta fuga dieléctrica el cual se modeló con los elementos R_p y C_p . Actualmente se están optimizando las condiciones de crecimiento de las capas de ZnO, con la finalidad de obtener un piezoeléctrico policristalino altamente orientado que permita mejorar el rendimiento del resonador, y hacer factible su aplicación en filtros para microondas.

V REFERENCIAS

- [1] R. C. Ruby, P. Bradley, Y. Oshmyansky, A. Chien, J. D. Larson III, "Thin film bulk wave acoustic resonators (FBAR) for wireless applications", IEEE Ultrasonic Symposium vol. 1, pp. 813 (2001).
- [2] S. H. Kim, J. S. Lee, H. C. Choi, Y. H. Lee, "The fabrication of thin-film bulk acoustic wave resonators employing a ZnO/Si composite diaphragm structure using porous silicon layer etching", IEEE Electron Device Letters vol. 20 pp. 116, (1999).
- [3] J. D. Larson III, S. M. Richard, C. Ruby, P. Bradley, S. M. Joe Wen, S. Kok, A. Chien, "Power handling and temperature coefficient studies in FBAR duplexers for the 1900 MHz PCS band", IEEE Ultrason. Symp. pp. 869 (2000).

- [4] K. M. Lakin, "Thin film resonator technology", IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 52, no. 5, pp. 707 (2005).
- [5] M. Yliammi, J. Ellä, M. Partanen y J. Kaitila, "Thin film bulk acoustic wave filter", IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 49, no. 4, pp. 535 (2002).
- [6] Y. R. Kang, S. Kang, K. Paek, Y. Kim, S. Kim, B. Ju, "Air-gap film bulk acoustic resonator using flexible thin substrate", Sensors and Actuators A, vol. 117, pp. 70, (2005).
- [7] E. Kim, T. Lee, H. Hwang, Y. Kim, Y. Park, J. Song, "Improvement of the crystallinity of ZnO thin films and frequency characteristics of a film bulk acoustic wave resonator by using an Ru buffer layer and annealing treatment", Superlattices and Microstructures vol. 39, pp. 138, (2006).
- [8] J. D. Larson III, P.D. Bradley, S. Wartenberg, and R. C. Ruby, "Modified Butterworth-Van Dyke circuit for FBAR resonators and automated measurement system", IEEE Ultrasonics Symposium Digest, pp. 863, (2000).
- [9] K. Nam, Y. Park, B. Ha, D. Shim, and I. Song, "Piezoelectric properties of aluminum nitride for thin bulk acoustic wave resonator", Journal of Korean Physical Society, Vol. 47, pp. S309, (2005).

AGRADECIMIENTOS

Agradecemos al M. en C. Alejandro Esparza del Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico (CCADET), por los depósitos de ZnO mediante pulverización catódica. Este trabajo fue parcialmente financiado por CONACyT mediante el proyecto CIAM No. 51834.

GENERACIÓN Y DISTRIBUCIÓN SIMULTÁNEA DE SEÑAL DE RELOJ PARA SISTEMAS SÍNCRONOS INTEGRADOS

Manuel Salim Maza¹, Oscar González Díaz², Mónico Linares Aranda²

¹Freescale Semiconductor Mexico. Complejo Intermex Suite "E", Tlaquepaque 45601. Jalisco, México.

²Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica, INAOE. Luís Enrique Erro 1. Sta. Ma. Tonantzintla Puebla, Pué. México. Apdo. Postal 51 y 216, C.P. 72000.

msalim@R11321@freescale.com, ogonzalez@inaoep.mx, mlinares@inaoep.mx

RESUMEN

Todos los sistemas síncronos utilizan señales de reloj para realizar eficientemente sus procesos y funciones. En este artículo, se propone el uso de anillos interconectados acoplados en forma de ajedrez para la generación y distribución simultánea de señales de reloj. Esta aproximación muestra diversas ventajas (fácil diseño, regularidad, escalabilidad, amplia cobertura, etc.) que la hacen atractiva para su aplicación en sistemas en un solo chip.

Palabras clave: Sincronización, reloj, redes de distribución de señales,

I. INTRODUCCIÓN

Los procesadores electrónicos CMOS que se emplean en sistemas multimedia actuales poseen millones de dispositivos semiconductores (transistores) que ocupan áreas de varios milímetros cuadrados y operan a frecuencias del orden de Gigahertz (10^9 Hz).

El masivo manejo de información y el procesamiento en tiempo real, especialmente para aplicaciones de video y comunicaciones portátiles, exige que estos sistemas sean cada vez más rápidos [1], consuman menos energía y sean más pequeños. Sin embargo, la necesidad de incorporar continuamente un mayor número de funciones en un mismo circuito integrado (chip) hace que este realmente crezca en tamaño y en consecuencia las interconexiones globales tales como las redes que le proporcionan energía (V_{dd} y G_{nd}), las redes de comunicación (buses) y redes de temporización y

sincronización (distribución de Reloj) crezcan también.

La mayoría de los sistemas procesadores procesan la información de forma digital y realizan sus operaciones de forma síncrona [1]; esto es, requieren de al menos una señal de reloj que active (temporice) y transfiera la información (sincronice) apropiadamente para un correcto funcionamiento del sistema. Típicamente, la señal de reloj es generada y controlada fuera del chip (oscilador y PLL) e introducida por una terminal del mismo (Ver Fig. 1). Entonces, la señal de reloj es distribuida por la red de reloj (siendo la topología en forma de árbol la más utilizada en aplicaciones comerciales Fig. 2 [2]) en forma global a todos los dispositivos que la necesiten y los cuales, por lo general, están dispersos en todo el chip [3]. La frecuencia máxima de operación del sistema procesador dependerá del desempeño del sistema de distribución de reloj, por lo que la red de distribución de reloj, junto con el generador, constituye el corazón de todos los sistemas síncronos, en forma análoga al sistema cardiovascular humano. Estas redes de reloj operan a la frecuencia más alta, manejan la mayor carga y abarcan el área más grande de un circuito integrado.

Las redes de distribución de reloj (RDRs) están constituidas principalmente de interconexiones y en menor grado de repetidores, pero además utilizan estructuras y técnicas adicionales para asegurar correcto funcionamiento de la red ante diversos efectos (eléctricos, térmicos, ambientales, etc.) no deseados conocidos

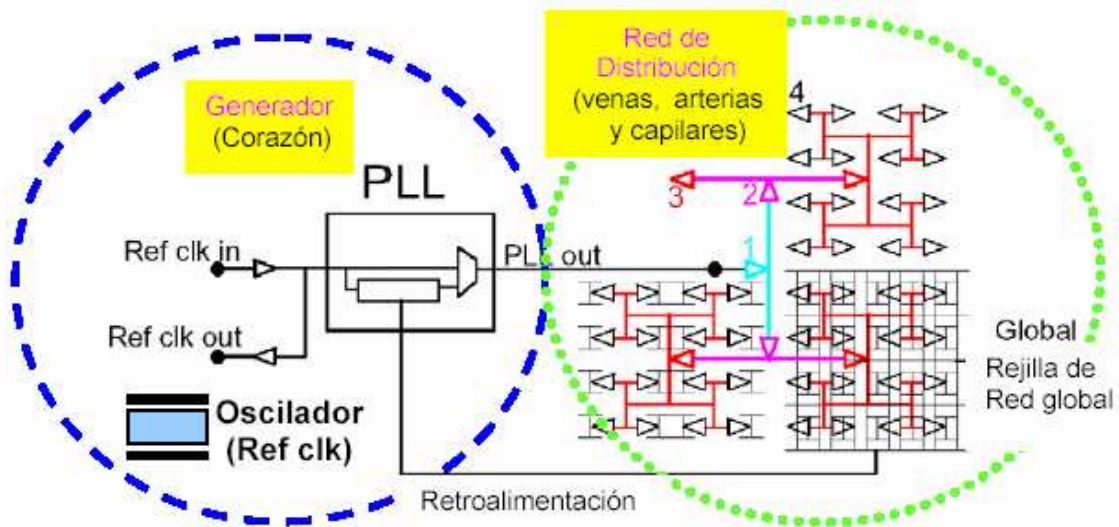


Fig. 1. Sistema de de reloj de un procesador

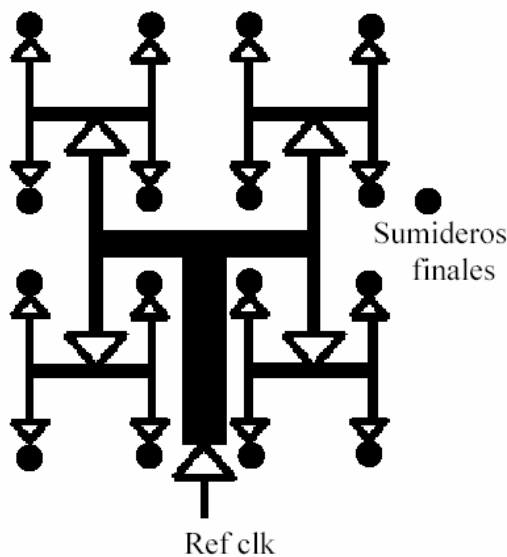


Fig. 2. Red de distribución de señal de reloj global en forma de Árbol.

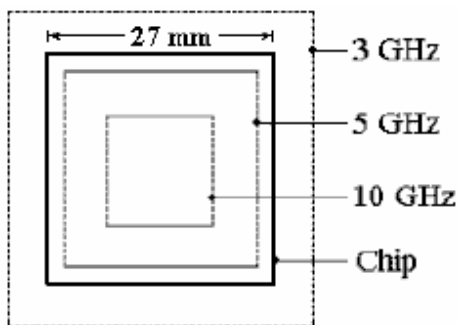


Fig. 3. Regiones isócronas para un microprocesador con dimensión mínima de 50nm y $\epsilon=1.5$.

comúnmente como ruidos, los cuales siempre están presentes en los sistemas [4]. Asimismo, la tendencia a incorporar más y más funciones, hace que los sistemas electrónicos sean cada vez más grandes (SoC y MCM) [5], [6], provocando que los sistemas y la red de reloj, abarquen más área y consuman más potencia. Generalmente, las redes de reloj consumen de 30 a 50% de la energía total de todo el sistema [4].

Ahora bien, un sistema integrado no puede crecer infinitamente, pues las limitaciones físicas de los materiales utilizados para las interconexiones imponen un tiempo de viaje (flight time) máximo de la señal, es decir, que existe una distancia o cobertura máxima en la que una señal puede conmutar a una frecuencia dada [5]. En la figura 3 se ilustra cómo esta cobertura, denominada región isócrona, disminuye cuando la frecuencia crece. Además, en tecnologías avanzadas de fabricación de circuitos integrados, las interconexiones cada vez más dominan el retardo de los sistemas integrados y la evolución del desempeño de las interconexiones globales no puede seguir el mismo ritmo que demanda la frecuencia de operación en los sistemas integrados [5]. Debido a esto, y con el fin de seguir usando las redes con interconexiones globales por más tiempo, se ha modificado el escalamiento de los últimos niveles de interconexión de metal [5].

Actualmente se dedican esfuerzos considerables en introducir nuevos y mejores materiales en los procesos de fabricación [7], así como técnicas más eficientes de distribución de señal de reloj. Estas tendencias y limitaciones plantean serios problemas en el diseño de estructuras que manejen señales de forma global, como los buses de datos y direcciones, y las redes de distribución de reloj global. Así, se observa que el diseño de RDRs es complejo y las tendencias actuales hacen que las restricciones a su diseño sean más severas.

Con el fin de resolver algunos de los problemas que plantea el diseño de las redes de distribución de reloj globales de sistemas grandes y rápidos, en este trabajo se explora la filosofía local y se propone el uso de redes de distribución de reloj de anillos interconectados y acoplados.

II. REDES DE DISTRIBUCIÓN DE RELOJ DE ANILLOS INTERCONECTADOS Y ACOPLADOS

Los diseños actuales de RDRs diseminan una señal original en forma global a todos los nodos (sumideros) que la requieran (Fig. 2). Cada sumidero representa una carga capacitiva que puede ser la entrada de una compuerta, un registro o todo un elemento procesador. Sin embargo, para grandes coberturas cada vez es más difícil cumplir con las figuras de mérito de estas redes, tales como frecuencia, corrimiento de reloj (skew), temblor del reloj (jitter), consumo de potencia, etc. [8]. Así, han surgido nuevas filosofías para la distribución de señales de reloj, [4], [9], resaltando la filosofía de *arreglos de osciladores distribuidos interconectados*, en donde no se distribuye globalmente una sola señal de reloj original, sino que ésta es generada directamente en distintos lugares del chip mediante varios VCOs (osciladores controlados por voltaje) [11] con sus salidas interconectadas (Figura 4b). No obstante, estas RDRs consumen demasiada área, potencia y requieren de un tiempo grande de amarre. Además, al tener VCOs en puntos separados del chip, las variaciones del proceso de fabricación afectan de forma diferente a cada oscilador, y en consecuencia aún se tienen variaciones grandes en las diferentes figuras de mérito.

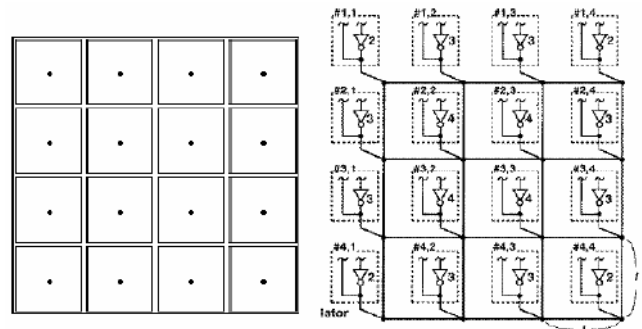


Fig. 4. a) Dividiendo el problema del tiempo de viaje en el chip, b) Uso de osciladores con sus salidas interconectadas.

Con el fin de lograr RDRs de mayor confiabilidad y desempeño se han creado las *RDRs basadas en arreglos de osciladores interconectados y acoplados*, bien de ondas estacionarias (standing-waves) [12], o bien de ondas viajeras (traveling-waves) [13]. Entre estas últimas resaltan las de arreglos de osciladores de anillo interconectados y acoplados [12], [14], [15]. En la figura 5 se ilustran diferentes arreglos de osciladores interconectados acoplados en base a un oscilador de anillo sencillo de 3 etapas inversoras (Fig. 5a) alimentando un sumidero [16]. En particular, en la figura 5c se ilustra un arreglo de 16 osciladores de anillo acoplados en forma de rejilla. Como se observa en esta estructura, cada oscilador (de anillo) comparte un componente (inversor) con cada oscilador vecino. Los osciladores están acoplados entre sí por componentes activos (inversores) del oscilador y no únicamente por interconexiones como el de la fig. 4b. De esta forma, en estas estructuras las variaciones en los parámetros debidas a diferentes fuentes (por ejemplo, del proceso de fabricación) son compartidas por todos los osciladores, haciendo que estas estructuras sean más robustas. Además, el recorrido desde donde se genera la señal de reloj a los sumideros finales es menor que para las redes globales, ya que la señal de reloj se genera en diversos puntos del chip; por lo tanto, el problema de *tiempo de viaje* es dividido y el tiempo de espera (latencia) en la red es reducido. De esta forma, el diseño de la RDR es más relajado, ya que el diseño se reduce al de un solo oscilador y la repetición del mismo.

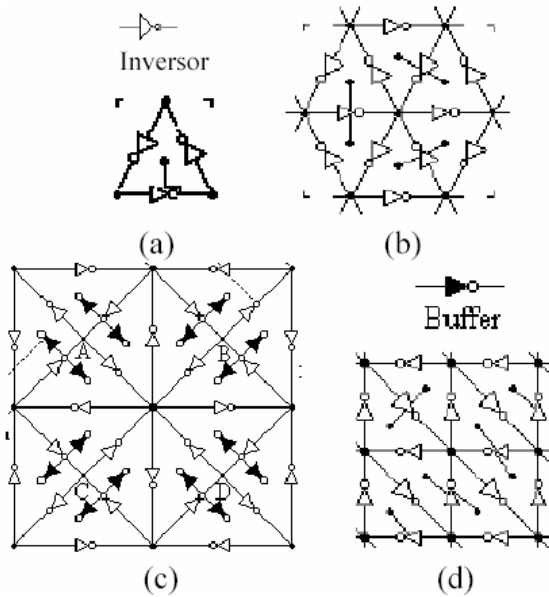


Fig. 5. Arreglos de osciladores de anillo interconectados y acoplados a) Anillo básico alimentando un sumidero; b) 6 anillos acoplados a 60°, c) 16 anillos acoplados a ±45° con buffers en cada sumidero, d) 8 anillos acoplados a 45°.

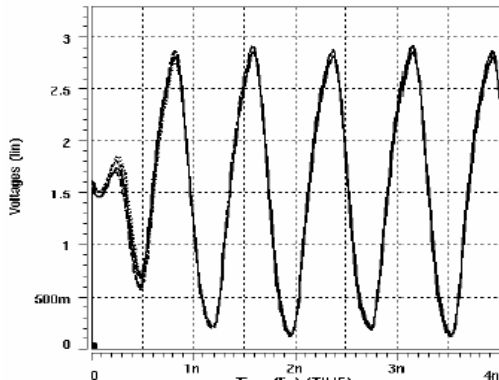


Fig. 6. Formas de onda de salida de simulación post-layout del arreglo de 16 anillos acoplados en modo rejilla.

En la figura 6 se presentan las formas de onda de salida de simulación post-layout del arreglo de la figura 5c utilizando parámetros de la tecnología AMS 0.35µm. Se observa que las salidas del arreglo se acoplan bastante bien en aproximadamente un periodo de la señal (1ns); y que poseen una excursión de más de 2.7V (82% de $V_{dd} = 3.3V$).

En la figura 7 se muestra el costo de metal de diferentes redes de distribución de reloj del tipo global como del tipo local contra el número de etapas que conforman cada red. Este número de

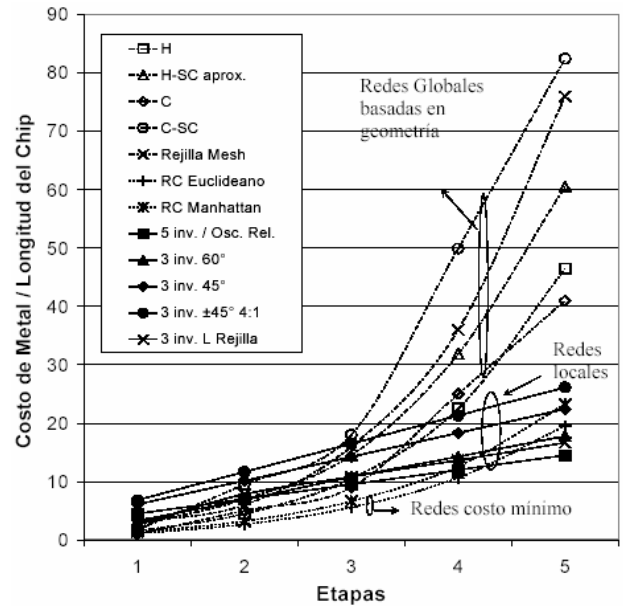


Fig. 7. Comparación de costos de metal para las diferentes RDR globales y locales.

etapas determina la cobertura de la RDR. Como se observa en la figura 9, en las topologías locales el costo de metal obedece a un comportamiento lineal, lo cual es bastante atractivo, ya que el costo de metal repercute directamente en la carga de las interconexiones de las RDRs y por lo tanto en su consumo de potencia.

III. ARREGLOS DE OSCILADORES INTERCONECTADOS Y ACOPLADOS

En general, la forma de acoplamiento del arreglo determina el corrimiento de reloj, la robustez y el consumo de potencia, por lo que en esta sección se analizan diferentes modos de acoplamiento de los arreglos.

Las RDRs basadas en osciladores de anillos interconectados y acoplados presentados en la sección II están acoplados en modo rejilla. Este modo introduce efectos de borde que se han denominado “efecto de superficie de cristal” por su semejanza con las impurezas en los cristales semiconductores. Una forma de aliviar este efecto, es acoplando perfectamente los anillos adyacentes mediante la duplicación del ancho de la interconexión y de transistores que son

compartidos por dos celdas básicas (osciladores); sin embargo, esto aumenta el área utilizada, la carga y el consumo de potencia del arreglo. Por lo tanto, se pueden tener sólo secciones del arreglo con los anchos duplicados y llegar a un compromiso satisfactorio entre el consumo de potencia y los efectos de borde como el corrimiento de reloj intrínseco.

En la figura 8 se presentan diferentes formas de acoplamiento de los arreglos a partir de la duplicación del ancho de los segmentos compartidos entre celdas básicas. Los esquemas presentados son: **Rejilla** (fig. 8a) donde no se duplican anchos de las líneas de metal en el arreglo; **Doble Ancho** (fig. 8b) donde se duplica el ancho de metal y de transistores cada dos celdas básicas; **Charola** (fig. 8c) donde se duplican los anchos cerca del borde del arreglo; **Espina Dorsal** (fig. 8d) donde se duplican los anchos de las líneas centrales del arreglo; **Rieles de Metal** (fig. 8e) donde se duplican los anchos de las líneas verticales que sólo tienen metal y no tienen inversores y finalmente, **Ajedrez** (fig. 8f) en donde las celdas básicas sólo se tocan por las esquinas, y por lo tanto no se requiere de duplicación de anchos en ningún segmento del arreglo. Como los anillos se acoplan por las esquinas, este último arreglo no tiene necesidad de duplicar metal, sino al contrario, algunos segmentos del borde del arreglo no son requeridos. Este modo es denominado así porque el arreglo se asemeja a un tablero de Ajedrez.

IV. RESULTADOS

Con el fin de verificar el funcionamiento y desempeño de las propuestas se hicieron simulaciones, considerando dos tecnologías de fabricación de circuitos integrados, de dos configuraciones de arreglos de anillos interconectados y acoplados, y una distribución global de árbol H utilizada como referencia.

En las tablas 1 y 2 se compara el desempeño de los 3 arreglos seleccionados y mostrados en la figura 9, conteniendo el mismo número de sumideros, misma área y mismo arreglo matricial.

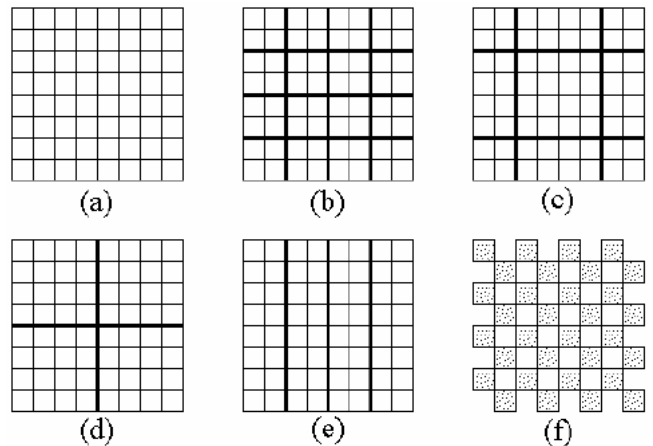


Fig. 8. Diferentes formas de acoplamiento: a) Rejilla; b) Doble ancho; c) Charola; d) Espina Dorsal; e) Rieles de Metal; f) Ajedrez.

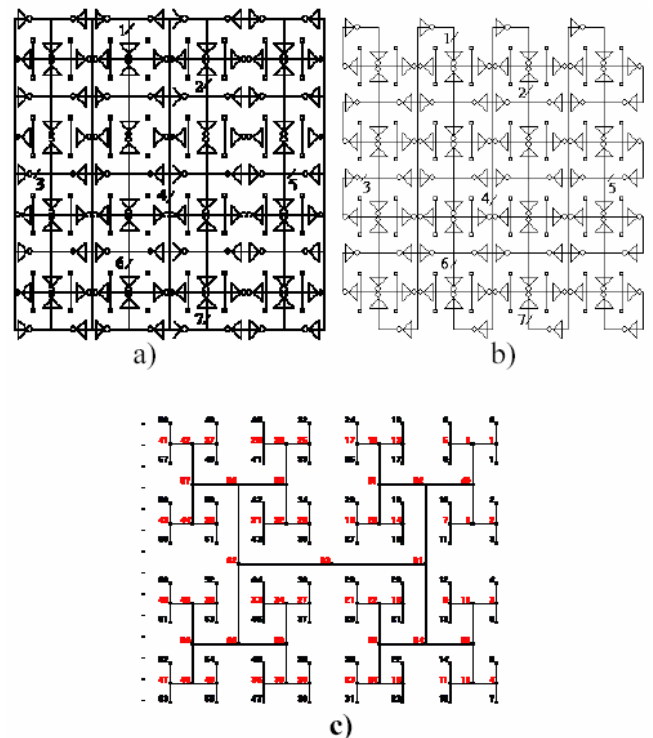


Fig. 9. Arreglos de anillos interconectados en a) modo rejilla, b) modo ajedrez, c) Árbol H.

Tabla 1. Figuras de mérito de RDRs alimentando 64 sumideros. Cobertura de 12mmx12mm y Tecnología AMS 0.35 μm .

Arreglo	F (GHz)	ClkSkw (%)	Potencia (mW)
Rejilla	1.073	2.35	1070
Ajedrez	1.099	4e-13	540
Árbol H	1.000	3.07	609

Tabla 2. Figuras de mérito de RDRs alimentando 64 sumideros. Cobertura de 12mmx12mm y Tecnología Berkeley 0.13µm.

Arreglo	F (GHz)	ClkSkw (%)	Potencia (mW)
Rejilla	2.127	4.86	250
Ajedrés	2.254	4e-13	167.7
Árbol H	2.1	7.35	173

De la Figura 9 y tablas 1 y 2, se observa que el arreglo Ajedrez presenta mayores ventajas ya que posee menos inversores, consume menos potencia, oscila más rápido y posee corrimiento prácticamente de 0%. Estas mejoras se obtienen debido a que Ajedrez se acopla sin duplicar metal y poseer menos elementos activos.

A. Variación de voltaje de alimentación.

En las figuras 10 y 11 se presentan las respuestas en frecuencia ante variaciones de la fuente de alimentación en tecnologías AMS 0.35µm y Berkeley 0.13µm respectivamente, para un arreglo de anillos acoplados en forma ajedrez, un arreglo de anillos acoplados en forma rejilla y un árbol H. Se observa que el comportamiento de las tres redes es similar, excepto que el árbol H presenta una frecuencia de salida constante, lo cual es evidente, pues la señal de entrada del árbol no fue alterada; sin embargo, deja de funcionar para voltajes de alimentación menores a 2.6V y 1.08 para 0.35µm y 0.13µm, respectivamente.

En la tabla 3 se presenta la Sensibilidad de la Frecuencia contra el Voltaje de Alimentación (MHz/mV) en la vecindad de Vdd (±0.1V) para las redes basadas en anillos acoplados Rejilla y Ajedrez y para las dos tecnologías consideradas. Obsérvese la respuesta de la frecuencia de los arreglos acoplados en la figura 11. Esta respuesta tiende a saturarse a medida que se incrementa el voltaje de alimentación, por lo tanto, la sensibilidad de los arreglos, depende del voltaje de alimentación y del límite del desempeño de la tecnología. Si se quiere baja sensibilidad, se deben obtener diseños en los que la tecnología apenas alcance sus objetivos y esta curva sea lo más horizontal posible.

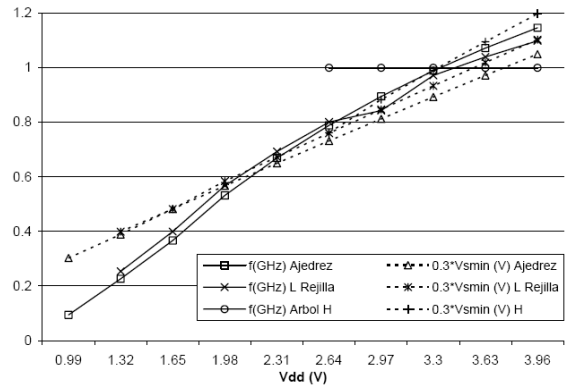


Fig. 10. Respuesta en frecuencia y Voltaje de excursión vs. Fuente de Alimentación (Vdd) para árbol H, Anillos modo Rejilla y modo Ajedrez en tecnología AMS 0.35µm.

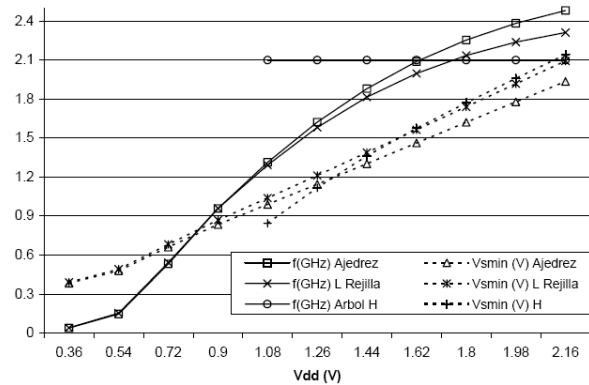


Fig. 11. Respuesta en frecuencia y Voltaje de excursión vs. fuente de Alimentación (Vdd) para árbol H, Anillos modo Rejilla y modo Ajedrez en tecnología Berkeley 0.13µm.

Tabla 3. Sensibilidad de la Frecuencia vs. Voltaje de Alimentación (MHz/mV) para la vecindad de Vdd (±0.1V) de diferentes redes y tecnologías.

Tecnología	AMS 0.35µm	Berkeley 0.13µm
Vdd (V)	3.3	1.8
f (GHz)	1	2.1
Ajedrez:	0.268	0.813
Rejilla:	0.222	0.665

C. Análisis de Monte Carlo.

El análisis de Monte Carlo simula un circuito bajo variaciones para emular la variación de los parámetros del proceso de fabricación y apreciar la estabilidad de los circuitos y su robustez ante estas variaciones. Específicamente, para redes de reloj, el corrimiento de reloj es la variable más importante a considerar.

Se realizó el análisis de MonteCarlo para árboles H, anillos interconectados en rejilla y en Ajedrez para diferentes coberturas, números de sumideros y etapas. Se utilizaron 30 casos para 16, 64 y 256 sumideros y sólo 10 casos para 1024 sumideros. El análisis considera 10% de variación en la longitud mínima de canal del transistor; 30% de longitud mínima en el ancho del canal del transistor e interconexiones; 8% en el ancho de óxido; 23% y 18% en los voltajes de encendido de los transistores tipo N y P respectivamente; y 20% en la resistencia por cuadro y capacitancia por área de la interconexión. Para formar los arreglos interconectados de 3 etapas, se utilizan 4 arreglos de 2 etapas y así sucesivamente. Por lo tanto, con el mismo diseño se espera obtener la misma frecuencia en todos los arreglos, 1Ghz para 0.35um y 2.1Ghz para 0.13um.

B. Graficas de Corrimiento de Reloj. 3D y Superficies.

A continuación, se presentan las gráficas de corrimiento de reloj porcentual para los peores casos del análisis de MonteCarlo utilizando tecnología Berkeley 0.13um, frecuencia 2.1GHz, ancho de interconexión 1um y carga de 20fF.

La figura 12 corresponde al peor de 10 casos de un arreglo de Anillos Interconectados modo rejilla alimentando 1024 sumideros en un área de 48mmx48mm. Observe cómo los corrimientos más grandes ocurren en las esquinas del arreglo y la mayor parte del mismo presenta corrimiento menor a 5%. Esto muestra lo fuertemente acoplado que se encuentra el arreglo.

La figura 13 corresponde al peor de 10 casos de un arreglo de Anillos Interconectados modo Ajedrez alimentando 1024 sumideros en un área de 48mmx48mm. Obsérvese cómo el corrimiento más grande ocurre en una esquina del arreglo y los siguientes ocurren en tres regiones aisladas y ubicadas aleatoriamente. La mayor parte del arreglo presenta corrimiento menor a 7%.

La figura 14 corresponde al peor de 30 casos de un Árbol H alimentando solo 64 sumideros en un área de 12mmx12mm. Obsérvese cómo los corrimientos más grandes y más bajos ocurren en diferentes lados del arreglo. Una mitad del arreglo presenta bajo corrimiento y la otra mitad presenta

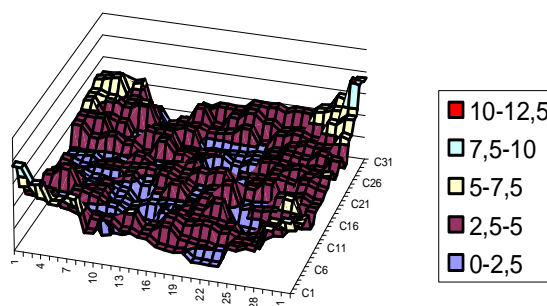


Fig. 12. Corrimiento de reloj porcentual para el peor de 10 casos del análisis de MonteCarlo para un Arreglo de 5 etapas (1024 Sumideros, 48mmx48mm) de Anillos acoplados en modo rejilla en 0.13um.

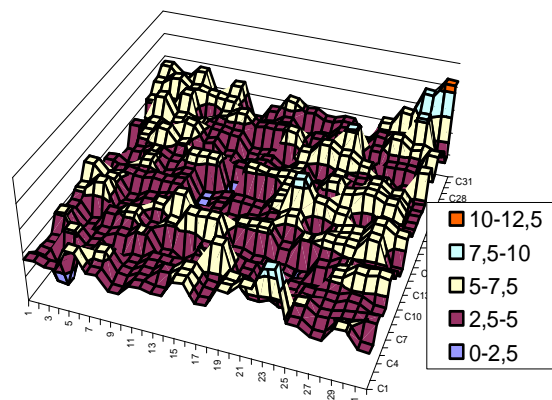


Fig. 13. Corrimiento de reloj porcentual para el peor de 10 casos del análisis de MonteCarlo para un Arreglo de 5 etapas (1024 Sumideros, 48mmx48mm) de Anillos acoplados en modo Ajedrez en 0.13um.

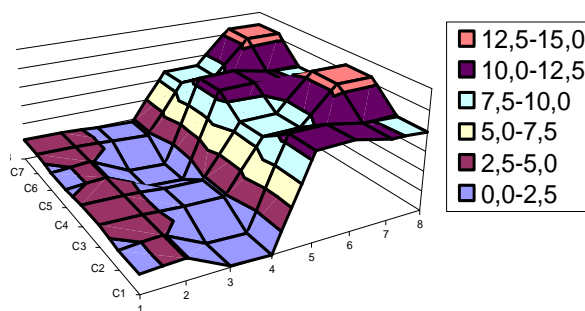


Fig. 14. Corrimiento de reloj porcentual para el peor de 30 casos del análisis de MonteCarlo para un Arreglo de 3 etapas (64 Sumideros, 12mmx12mm) de Árbol H en 0.13um.

alto corrimiento. Lo anterior muestra que el arreglo es muy sensible a variaciones de proceso que afecten las primeras etapas del árbol H y reflejándose estas en las etapas subsecuentes.

V. CONCLUSIONES

Se han presentado redes de distribución de reloj de anillos interconectados y acoplados para su aplicación en sistemas en un solo chip. Resultados de simulación, considerando diferentes tecnologías de fabricación de circuitos integrados, muestran muy buenos resultados desde el punto de vista de corrimiento de reloj (skew) y consumo de potencia, al ser comparados con la ampliamente utilizada RDR global de árbol H. Actualmente se encuentran en fabricación algunos prototipos de las redes locales propuestas para así corroborar experimentalmente los resultados obtenidos.

VI. AGRADECIMIENTOS

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por el apoyo otorgado a través del proyecto 51511-Y.

VII. REFERENCIAS

- [1] Eby G. Friedman, *Clock Distribution Networks in Synchronous Digital Integrated Circuit*, Proc. of the IEEE, Vol. 89, no. 5, pp. 665-692, May 2001.
- [2] Jonathan Rosenfeld and Eby G. Friedman, *Design Methodology for Global Resonant H-Tree Clock Distribution Networks*. ISCAS, Vol. , pp. 2073-2076, May 2006.
- [3] Bakoglu, H. B., *Circuits, interconnections, and packaging for VLS*". New York: Addison-Wesley Pub. Co. 1990.
- [4] Stefan Rusu, *Clock Generation and Distribution for High-Performance Processors*, Senior Principal Engineer, Enterprise Microprocessor Division, Chapter 5, Intel Corporation.
- [5] Dennis Sylvester and Kurt Keutzer, *Impact of Small Process Geometries on Microarchitectures in System on a Chip*, Proc. of the IEEE, Vol. 89, No. 4, pp. 467-489, April 2001.
- [6] Lars Bengtsson and Bertil Svensson, *A Globally Asynchronous, Locally Synchronous SIMD Processor*, Proc. of Third International Conference on Massively Parallel Computing Systems, Colorado, USA, April 2-5, 1998.
- [7] International Technology Roadmap for Semiconductors, "Overview and Summaries". <http://public.itrs.net/>, 2004.
- [8] Dennis Sylvester and Kurt Keutzer, "Impact of Small Process Geometries on Microarchitectures in System on a Chip", Proc. of the IEEE, Vol. 89, No. 4, April 2001. pp. 467-489.
- [9] Thomas Meincke et al. "Globally asynchronous locally synchronous architecture for large high-performance ASICs", Proc. of the IEEE ISCAS, May 30, 1999, Orlando, Florida, pp. 512-515.
- [10] V. Gutnik and A.P. Chandrakasan, "Active GHz clock network using distributed PLLs", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 35, no.11, pp. 1553-1560, Nov. 2001.
- [11] M. Saint-Laurent, M. Swaminathan and J.D. Meindl, "On the micro-architectural impact of clock distribution using multiple PLLs" Proc. IEEE Int. Conf. Computer Design, Sept. 2001, pp. 214-220.
- [12] F. O'Mahony, C. Patrick Yue, Mark A. Horowitz and S. Simon Wong, "Design of a 10GHz Clock Distribution Network Using Coupled Stading-Wave Oscillators". IEEE DAC 2003, June 2-6, Anaheim, Cal., USA. S40.1 pp. 682-687.
- [13] V. Gutnik and A.P. Chandrakasan, "Active GHz clock network using distributed PLLs", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 35, no.11, pp. 1553-1560, Nov. 2001.
- [14] L. Hall, M. Clements, W. Liu, and G. Bilbro, "Clock distribution using cooperative ring oscillators", Proc. 17th Conf. Advanced Research in VLSI, Sept. 1997, pp.15-16.
- [15] I. Galton, D. A. Towne, James. J. Rosenberg and H. T. Jensen, "Clock Distribution Using Coupled Oscillators" ISCAS, vol. 3, pp. 217-220, May, 1996.
- [16] Salim Maza Manuel, "Generación y distribución de señal de reloj para sistemas en chip utilizando anillos interconectados acoplados". Tesis Doctorado, Junio 30/2005, INAOE, México.

RESUMEN

La importancia que hoy en día tienen los temas de corte energético, no sólo en México, sino en el mundo en general, obliga a la búsqueda permanente de alternativas que, habiendo probado su viabilidad técnica, se presenten como opciones económicas a los hidrocarburos.

Con base en este hecho, este artículo describe

INGENIERÍA DE CONTROL EN EL PROCESO DE PRODUCCIÓN DE ETANOL A PARTIR DE LA CAÑA DE AZÚCAR

Adriana Aguilera-González¹, Carlos M. Astorga-Zaragoza², David Juárez-Romero³

^{1,2}Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET)
Int. Internado Palmira S/N Col. Palmira CP 62490, Cuernavaca, Mor. México

³Centro de Investigación en Ingenierías y Ciencias Aplicadas (CIICAp)
Av. Universidad 101, Col. Chamilpa CP 62209, Cuernavaca, Mor. México

E-mail: adri.aguilera06e@cenidet.edu.mx, adriana_ag@ieee.org

el proceso de producción de etanol a partir de la caña de azúcar. Se hace referencia especialmente sobre la destilación de la mezcla etanol-agua y a las consideraciones en el campo de ingeniería de control para la su optimización.

Palabras clave: *biocombustible, etanol, destilación, estimación, observador.*

I. INTRODUCCIÓN

El consumo masivo de combustibles genera grandes cantidades de gases contaminantes que se liberan cada minuto a la atmósfera. Este tipo de contaminación es la que viene produciendo grandes cambios en el clima del planeta. Esta problemática es preocupante, y ha obligado a la comunidad científica y tecnológica a la búsqueda de nuevas fuentes de energía que se presenten como opciones económicas y ecológicas.

La forma más adecuada y viable en la actualidad para enfrentar esta problemática, es a través de los recursos energéticos renovables, que son los que ofrecen la oportunidad de obtener energía útil para diversas aplicaciones, a partir del aprovechamiento de los recursos naturales.

Dentro de las ofertas de este tipo de energía encontramos los combustibles de origen biológico obtenidos de manera renovable a

partir de restos orgánicos, llamados biocombustibles. El etanol (también llamado alcohol carburante), es considerado uno de los biocombustibles más importantes y en la actualidad la principal competencia del petróleo.

Actualmente la producción de etanol con fines carburantes es uno de los procesos más utilizados en el mundo. Las razones por las cuales se ha convertido en el compuesto oxigenado de mayor demanda, se encuentran en sus propiedades físico-químicas y en que, por ser proveniente de materia prima biológica renovable, promete sostenibilidad ambiental y económica en el proceso [1].

Los principales beneficios de utilizar gasolina mezclada con etanol es la disminución del efecto invernadero causado por el aumento de contaminantes como el CO₂ en la atmósfera. Está comprobado que la utilización de combustibles oxigenados reduce las emisiones de monóxido de carbono (CO) e hidrocarburos

totales (THC) de los gases de escape de los vehículos, al tiempo que se eleva su octanaje [2].

Los combustibles se emplean principalmente en los medios de transporte, por lo que este sector se convierte en el primer consumidor. Esto hace que los países se vuelvan dependientes del petróleo, razón por la cual el uso de etanol como combustible se ha intensificado, además, de la considerable disminución de contaminante emitidos [3]

La importancia que tienen los temas de fuentes alternas de energía, ha generado mayor apoyo a la producción de etanol a partir de cultivos agrícolas, lo que a su vez brinda a los países subdesarrollados una gran alternativa de generación de empleo y el aprovechamiento de los recursos naturales nacionales.

Este artículo tiene por objeto, informar acerca del proceso, así como también promover investigaciones orientadas hacia la exploración de alternativas de solución a los problemas de control que se presentan en la producción de etanol como biocombustible, especialmente en la etapa de destilación.

La sección II de este trabajo, presenta el estado de la producción de etanol en México y otros países donde ya se utiliza como combustible. La sección III, describe el proceso de producción de etanol a partir de la caña de azúcar. La sección IV describe una columna de destilación y su funcionamiento, así como el proceso de destilación. En la sección V se plantean los problemas de control durante el proceso de destilación y algunas alternativas de solución. Finalmente en la sección VI se presentan las conclusiones.

II. PRODUCCIÓN DE ETANOL EN MÉXICO Y EN EL MUNDO

En la actualidad, las empresas de automóviles europeas desarrollan nuevos modelos optimizados para el mejor aprovechamiento de

biocombustibles, ya que cuentan en este continente con una amplia superficie agrícola y una escasa disponibilidad de petróleo.

En cuanto a la producción de bioetanol en Europa, España es el país con mayor producción con alrededor del 30% de los más de 900 millones de litros de capacidad instalada en 2003 [4].

La principal experiencia en la producción de etanol a partir de cultivos agrícolas la tiene Brasil. Desde los años 80 este país ha venido desarrollando una amplia industria local a partir de la producción y refinación de la caña de azúcar, produciendo en el 2004 aproximadamente unos 15 millones de litros de etanol [5].

Estados Unidos de América por su parte, produce etanol a partir del almidón obtenido del cultivo de maíz, en el 2004 contaba con una capacidad de producción de etanol de aproximadamente 13 millones de litros [5]. Por estas estadísticas, Brasil y Estados Unidos de América son considerados los mayores productores de etanol en el mundo.

En América Latina, Colombia marca la pauta iniciando en el 2002 con una ley que obligaba al enriquecimiento en oxígeno de la gasolina. En este país, el etanol se produce a partir de la caña, ya que fue factible que en las industrias existentes se agregara un módulo al final de la línea de producción del azúcar.

En la actualidad, el sector privado y el Gobierno Mexicano, están interesados en desarrollar un proyecto de producción masiva de etanol carburante para oxigenar la gasolina.

México se beneficiaría de muchas formas con la introducción del etanol como combustible: creación de empleo, desarrollo de la economía rural, mejora de la seguridad energética, conservación de los recursos petrolíferos, mejor gestión del agua, expansión de la agricultura, mejora del medio ambiente local y

global, motivación para la investigación, entre otros [6].

Recientemente en México se ha venido anunciando la creación de 16 plantas de etanol, tres de las cuales se espera comiencen a operar durante el primer semestre del año 2008 [7]. El proyecto denominado “*Varium del Sureste y Silver Tradings*” liderado por inversionistas con capital 100% mexicano, expone que se requieren aproximadamente 60 mil hectáreas para el cultivo de yuca y maíz, que serían otras alternativas de materia prima que junto con la caña de azúcar, permitirán la producción del biocombustible en este país.

A partir de esta iniciativa en México se han hecho estudios para la obtención de etanol, y como materias primas fueron consideradas: la caña de azúcar, el maíz, la yuca, el sorgo y el betabel (también conocido como remolacha azucarera).

El país cuenta actualmente con importantes plantas de producción de azúcar, y por esto se analizó la obtención de etanol a partir del bagazo de la caña (residuo de materia después de extraído el jugo o melaza), cuya tecnología se encuentra en desarrollo [6].

Con base en criterios de selección como: disponibilidad de una tecnología madura, costos, necesidades de inversión, superficie requerida, índice de energía neta y emisiones y mitigación de gases de efecto invernadero la Secretaría de Energía seleccionó a la caña de azúcar, como el cultivo más promisorio, que puede ser complementada por otros cultivos a mediano y largo plazo [6].

III. PROCESO PARA LA OBTENCIÓN DE ETANOL

El etanol se obtiene esencialmente de la fermentación de productos agrícolas como la caña de azúcar, el betabel y el maíz. A partir de éstos, se obtiene una mezcla de agua y

etanol que debe ser separada en una columna de destilación. El proceso típico de obtención de etanol a partir de los jugos de caña o melazas provenientes del proceso de producción de azúcar (denominado proceso Melle-Boinot), cuenta básicamente con tres etapas: la fermentación, la destilación y la deshidratación [5] como se muestra en el diagrama de la Fig. 1.

Existen tres principales fuentes agrícolas, que son consideradas como materia prima para la producción de etanol. Estas son sustancias con altos contenidos de almidón (maíz, papa y yuca), celulosa (madera y residuos agrícolas) y sacarosa (caña de azúcar, remolacha, melazas).

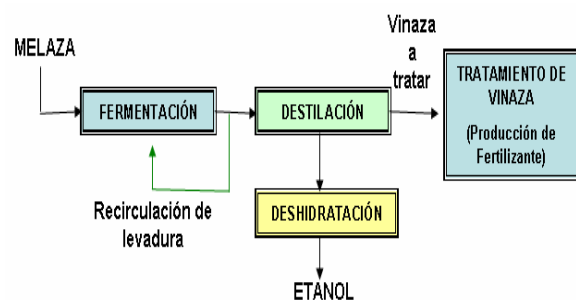


Fig. 1. Diagrama flujo de la producción de etanol

En el primer caso, el almidón debe ser hidrolizado por medio de ácidos y encimas que rompen las cadenas del polisacárido para obtener jarabe de glucosa, antes de llegar al proceso de fermentación. En el segundo caso, la celulosa primero deber ser pre-tratada para que pueda ser luego atacada por las enzimas hidrolizantes. El pre-tratamiento puede consistir en una combinación de trituración, pirólisis y ataque con ácidos y otras sustancias. En el tercer caso, la fermentación de la sacarosa es llevada a cabo directamente por microorganismos (levaduras), lo que produce etanol y grandes cantidades de CO₂. En este caso, la fermentación requiere unas 48 horas.

A continuación se describe el proceso de obtención de etanol a partir de la sacarosa

presente en la caña de azúcar y específicamente en las mieles procedentes de la elaboración del azúcar. Este proceso cuenta con las siguientes etapas:

- i. Pretratamiento de la materia prima
- ii. Fermentación
- iii. Destilación
- iv. Deshidratación

i. Pre-tratamiento de materia prima de la caña de azúcar

El jugo que proviene de la molienda se tamiza y se bombea a un clarificador donde se somete a un proceso de encalado mediante la adición de lechada de cal, para eliminar impurezas de flotación. La mezcla se calienta y se deja sedimentar en un tanque de aclaración. Los lodos sedimentados se filtran al vacío con tambores rotatorios continuos para recuperar la sacarosa que se encuentra en ellos.

El jugo limpio, que tiene una composición de 14% de sólidos solubles, se somete a un proceso de esterilización en el cual se calienta con vapor, hasta una temperatura de 121°C en un intercambiador de tubo y carcasa durante 15 minutos. Este proceso de esterilización contribuye a la destrucción de todos los organismos patógenos, así como de todos los organismos que causen degradación del producto, y de aquellos que compitan posteriormente en la etapa de fermentación.

ii. Fermentación

En la etapa de fermentación de las melazas, primero se realiza un ajuste del pH con ácido sulfúrico (H_2SO_4), de esta manera se busca dar las condiciones de acidez óptimas para la reproducción de la levadura y la fermentación posterior del jugo. Además el H_2SO_4 , actúa como agente precipitante de materia inorgánica y mantiene bajas las poblaciones de microorganismos contaminantes. Lo obtenido de este tratamiento se denomina *mosto* y es el que se somete a fermentación, que es llevada a

cabo por microorganismos conocidos como levaduras.

Para la obtención del etanol a partir de la sacarosa, el microorganismo más adecuado es la levadura *Saccharomyces cerevisiae*. Esta levadura se decanta inmediatamente, permitiendo obtener el vino listo para utilizar en la destilación. Las levaduras que se sacan del fondo, pasan a una etapa donde se preactivan y se envían de nuevo a los fermentadores.

Un proceso óptimo para la fermentación, es aquel donde existen recirculación de levadura y vinaza, que garantiza la eficiencia de fermentación y disminuye en un 70% el consumo de agua. El diagrama del proceso se observa de la Fig. 2.

La separación del etanol, se procesa en columnas de destilación que progresivamente concentran la solución alcohólica, hasta aproximadamente 95,6% en peso de etanol.

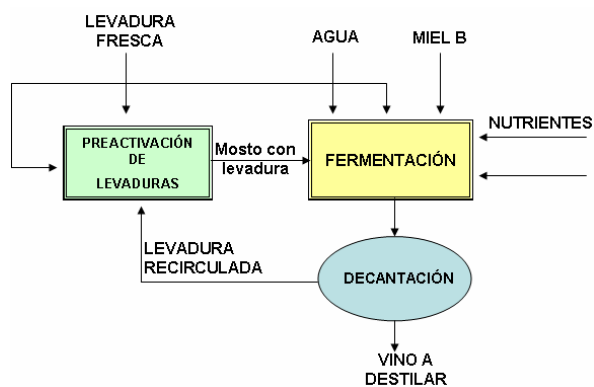


Fig. 2. Diagrama flujo de la fermentación

iii. Destilación

La destilación aprovecha que el etanol tiene una mayor volatilidad que el agua, por lo que ebulle a menor temperatura, lo cual permite separar primero los vapores de alcohol que salen por la parte superior de la columna.

Este proceso inicia cuando el caldo proveniente de la fermentación se alimenta a dos columnas, la de empobrecimiento y la de rectificación. La primera opera a una presión de alrededor 0,4 MPa y la segunda a presión atmosférica [8]. Los vapores obtenidos en la primera separación contienen aproximadamente 45% de alcohol y son enviados a una columna rectificadora, de la cual, por la parte superior, se obtiene una mezcla con 95% de etanol. Por el fondo, sale agua con algunas trazas de alcohol, residuos conocidos como *flegmaza*.

iv. Deshidratación

Debido a que las mezclas de etanol y gasolina deben estar libres de agua para evitar problemas de corrosión y de separación de fases en los tanques de almacenamiento y suministro, el etanol para usarse como oxigenante de la gasolina debe contener menos del 0,5% de agua.

La destilación clásica no permite alcanzar esta pureza, por lo que se requiere una etapa de deshidratación en la que se aplican tecnologías con agentes de separación o la adsorción por balanceo de presión usando tamices moleculares [9].

IV. COLUMNA DE DESTILACIÓN

La destilación puede definirse como una técnica para separar sustancias mezcladas en el estado líquido, considerando la diferencia entre sus puntos de ebullición. Este proceso consiste en la evaporación, la condensación y la recolección de las fracciones de los compuestos.

La destilación es probablemente una de las operaciones más empleadas en la industria química, ya sea para separar distintos componentes de una mezcla, o en la purificación de productos intermedios o finales. Su aplicación va desde la destilación

de alcohol hasta el fraccionamiento del petróleo.

La dificultad de la destilación depende de la volatilidad relativa de los componentes, por lo cual, las mezclas con puntos de ebullición próximos son más difíciles de separar por destilación.

Las columnas de destilación constituyen un porcentaje significativo de la inversión que realizan las plantas de producción de etanol en todo el mundo. Por ello, el disponer de técnicas para modelar columnas de destilación lo más cercano posible a la realidad, y además diseñar, desarrollar e implementar sistemas de monitoreo y de control eficaces es importante, a fin de conseguir un funcionamiento seguro y óptimo de los sistemas de destilación industriales.

Una columna de destilación consiste de $n-2$ platos, un condensador y un hervidor. Se etiqueta al condensador con el número 1, al hervidor con el número n , y los platos intermedios son numerados ascendentemente del condensador al hervidor [10].

La Fig. 3 muestra el diagrama esquemático de una columna de destilación. La alimentación es depositada en el plato número f , conocido como plato de alimentación.

En una mezcla binaria, al componente con temperatura de ebullición más baja se le conoce como componente ligero, y al otro como componente pesado. A cada etapa de la columna le corresponde un grado de pureza y el parámetro que mide esta variable física se le conoce como *fracción molar*.

A la sección superior al plato de alimentación se le conoce como *sección de enriquecimiento*. En ésta, la pureza del componente ligero se incrementa. La *sección de empobrecimiento* se encuentra debajo del plato de alimentación, y es en donde el componente ligero se extrae del componente pesado.

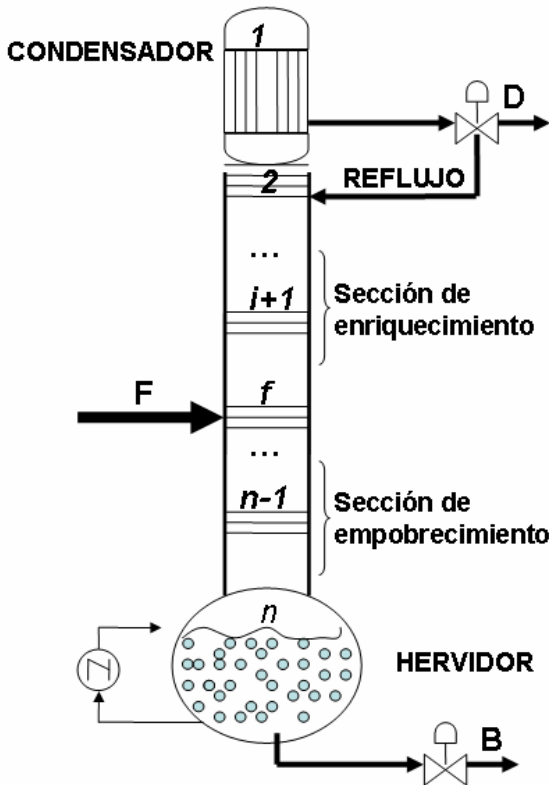


Fig. 3. Diagrama de una columna de destilación

A la sección de empobrecimiento llega el líquido procedente del plato superior y el vapor de la mezcla que va ascendiendo del hervidor. El caudal de la corriente de fondo (B) no es constante, ya que es la variable manipulada para controlar el nivel de líquido en la base de la columna. El vapor que sale del plato 2 entra al condensador, el cual es un intercambiador de calor que utiliza como fluido refrigerante agua de enfriamiento.

V. EL PROBLEMA DE INGENIERÍA DE CONTROL

Anteriormente podía considerarse como único objetivo de control, el mantener una operación estable del proceso. Hoy en día, la industrias se interesan en mantener productivos a los

procesos de acuerdo a la evolución del mercado, para poder mantenerse competitivas y rentables. Las diversas metodologías actuales de control de procesos se enfrentan al cumplimiento de este objetivo.

Dentro de las principales problemáticas de control, se encuentran los siguientes aspectos a solucionar:

Medición de variables: diversas aplicaciones de ingeniería a nivel industrial, requieren parámetros físicos que no pueden medirse directamente. En ocasiones, por razones económicas o tecnológicas, no es posible medir todas las variables de estado de un sistema.

Este problema fue abordado por Luenberger en 1966 y en 1971, y su desarrollo hoy se conoce como *Observador de Luenberger* [11]. Los observadores de estado, también conocidos como sensores virtuales, representan una alternativa de solución viable para resolver este tipo de problemas.

En las columnas de destilación, se implementan observadores de estados como la herramienta que permite estimar las variables no accesibles y no medibles, como lo son: las concentraciones de los componentes de la mezcla o la pureza del componente destilado, a partir de las mediciones de las señales de salida, que pueden ser las temperaturas y las presiones en diferentes puntos de operación.

Control del proceso: controlar un proceso por medio de un regulador PID típico, puede ser una alternativa sencilla pero no la más adecuada, puesto que este tipo de reguladores permiten ejercer control sólo sobre ciertas regiones de operación.

El modelo de una columna de destilación se considera altamente no lineal, por lo que un controlador PID no es suficiente. Por esta razón una solución propuesta, es el desarrollo de algoritmos basados en modelos no lineales.

El uso de este tipo de algoritmos permite el estudio del proceso de manera más profunda y rápida, así como de su comportamiento ante cualquier variación de cualquiera de las variables de entrada y de perturbaciones que puedan presentarse.

En el caso de estudio (la mezcla etanol-agua), el modelo dinámico de la columna de destilación deberá contener un conjunto de ecuaciones que describan los balances de masa y energía en cada plato y un conjunto de ecuaciones algebraicas que describan las propiedades físicas y termodinámicas de la planta.

Detección de fallas: En muchas ocasiones, los sistemas de diagnóstico no cuentan con toda la información necesaria para localizar e identificar fallas; por lo que puede surgir la necesidad bien de realizar medidas complementarias o emitir diagnósticos con un determinado grado de certeza.

Una la columna de destilación debe contar con un sistema de detección y diagnóstico de fallas bien sea por motivos económicos o de seguridad, ya que en ocasiones los compuestos utilizados en el proceso son peligrosos y un accidente puede causar daño permanente de la planta, o más aún, provocar la pérdida de vidas humanas.

Control de calidad: para reducir gastos de operación y mejorar la eficacia de un proceso, se utilizan técnicas de optimización y de control del proceso.

En una columna de destilación, lo que se busca es obtener un mayor rendimiento de la materia prima con respecto al etanol producido, así como alta pureza del mismo. Es decir, una mejor calidad del producto, obteniéndolo en el menor tiempo posible

VI. CONCLUSIONES

La ruta seleccionada para la obtención de etanol a partir de jugo de caña, se compone de tres etapas fundamentales: la producción de etanol vía fermentativa, la recuperación del etanol por destilación y finalmente, la obtención de alcohol anhidro a través del proceso de deshidratación.

En la primera etapa es necesario utilizar levadura. Por estudios realizados [5], se ha llegado a la conclusión que la mejor levadura para este proceso es la variedad de la *Saccharomyces cerevisiae*, que presenta las siguientes características: es altamente floculante, resistente a la concentración de alcohol, presenta una alta velocidad de crecimiento celular, así como una alta productividad de alcohol formado por cada gramo de sustrato.

Por otro lado, el objetivo de aplicar técnicas de control automático en columnas de destilación, es que los productos deben de ser obtenidos con la mayor pureza, en el menor tiempo posible, y con la menor inversión en energía aplicada al sistema. Por esta razón, y debido a la importancia que tiene la generación de biocombustibles hoy en día, el proceso de destilación etanol-agua es uno de los temas de interés en el campo de la ingeniería de control y en la producción de energías no convencionales.

Para la problemática propuesta, la ingeniería de control y el análisis realizado en diversos trabajos al respecto [10-12], proponen como alternativa viable aprovechar la disponibilidad de variables en el proceso de destilación, producir una estimación de los parámetros deseados utilizando el conocimiento del proceso (en forma de un modelo matemático), y la información (en forma de mediciones indirectas), a partir de la aplicación de observadores de estado.

VII. REFERENCIAS

- [1] Uyazán A., Gil I., Aguilar J., Rodríguez G., Caicedo L. (2006) *Producción de alcohol carburante por destilación extractiva: Simulación de un proceso con glicerol*. Revista Ingeniería e Investigación Vol. 26, No. 1: 45-50 Abril 2006. Universidad Nacional de Colombia. Bogotá, Colombia.
- [2] Molina D., Torres J., Pinto C., Rueda F., (2002) *Estudio de la mezcla de gasolina con 10% de etanol anhidro. Evaluación de propiedades físico-químicas*. Ciencia, tecnología y Futuro Vol. 2, No. 3, diciembre 2002. Colombia.
- [3] Comisión Nacional para el Ahorro de Energía, CONAE (2006). *Ficha Técnica: Vehículos con etanol*.
- [4] Institute for Prospective Technological Studies, IPTS (2004) *Potencial de producción de biocombustibles en los países candidatos a la Unión Europea*. European Comisión Joint Research Center. The IPTS Report No. 76, julio 2004. <http://www.jrc.es/home/report/spanish/articles/vol76/TRAI5766.htm>
- [5] Sánchez O.J., Cardona C.A. (2005a) *Producción biotecnológica de alcohol carburante I: Obtención a partir de diferentes materias primas*. Interciencia Vol. 30: 671-678.
- [6] Secretaría de Energía, SENER (2006) *Potenciales y viabilidad del uso de bioetanol y biodiesel para el transporte en México*. http://www.sener.gob.mx/work/sites/SenerNva/resources/LocalContent/7477/1/Biocombustibles_en_Mexico_Estudio_Completo.pdf. México, D.F., México, noviembre 2006
- [7] El Universal (2006). “*En México se construirán 16 plantas de etanol*”, El Universal, 6 de noviembre 2006, <http://www.eluniversal.com.mx/articulos/35738.html>, México, D.F.
- [8] Manuelita (2007). Producción de etanol. http://www.manuelita.com/html/sitio/index.php?view=vistas/es_ES/pagina_218.php . Valle del Cauca, Colombia 2007.
- [9] Sánchez O.J., Cardona C.A. (2005b) *Producción biotecnológica de alcohol carburante II: Integración de procesos*. Interciencia Vol. 30: 679-686.
- [10] Torres F. L. (2005) *Observación y control no lineal de columnas de destilación*. Tesis de Maestría. Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico. CENIDET. Cuernavaca, Mor. México.
- [11] Luenberger D. (1966) *Observers for multivariable systems*. IEEE Transactions on Automatic Control. Vol. AC-11, No. 1: 190-197, abril 1966.
- [12] Valencia G. (2006) *Aplicación del control predictivo multivariable a una columna de destilación binaria*. Tesis de Maestría. Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico. CENIDET. Cuernavaca, Mor. México.

INSTRUMENTACIÓN DEL CONSOLIDÓMETRO PARA LA REALIZACIÓN DE PRUEBAS EN SUELOS EXPANSIVOS BAJO LA NORMA ASTM D4546 (METODO A).

Martínez Santana Cristian Augusto, Avendaño Juárez José Luís, Cabrera Hernández Elizabeth

Carrera de Automatización, Laboratorio de Mecánica de Suelos, Facultad de Ingeniería
Universidad Autónoma de Querétaro
Centro Universitario, Col. Cerro de las Campanas, Querétaro, Qro. 76010, México
Tel. 01 (442) 1921200, Ext. 6031 correo electrónico: auguspunk@hotmail.com

Resumen

El presente trabajo muestra la instrumentación de un consolidómetro utilizado en el laboratorio de mecánica de suelos de la Universidad Autónoma de Querétaro. Un consolidómetro es un aparato que sirve para realizar pruebas a los suelos tales como expansión libre, presión de expansión, consolidación, entre otras. La instrumentación esta diseñada para la elaboración de pruebas de suelos basados en la norma ASTM D4546 (método A).

La instrumentación del consolidómetro consiste en tres objetivos: 1) El acondicionamiento de un elemento sensor para la toma de las deformaciones que el suelo experimenta al ser ensayado, 2) La adquisición de datos de las medidas captadas por el elemento sensor mediante el puerto paralelo y la administración y 3) Interpretación de resultados mediante una interfaz para usuario utilizando programación avanzada.

Para el acondicionamiento del elemento sensor se utiliza un encoder lineal de marca Mitutoyo con una resolución de 1 micra, el cual es controlado mediante programación en VHDL y grabado en una tarjeta Spartan3 que contiene una FPGA, logrando un perfecto control del dispositivo. La adquisición de datos se realiza mediante el puerto paralelo de la PC, en base a programación avanzada con el lenguaje Borland C++. La interpretación de resultados se realiza con el mismo compilador agregando un multitareas RTKernel para la manipulación e interpretación de resultados que la norma ASTM exige.

La prueba del funcionamiento correcto de este consolidómetro instrumentado se hace en comparación con un ensayo tradicional con un consolidómetro manual. Se analizan los resultados obtenidos.

Palabras clave: VHDL, Consolidómetro, Mecánica de Suelos, Instrumentación.

I. INTRODUCCIÓN

En el Laboratorio de Mecánica de Suelos de la UAQ se realizan diferentes pruebas a los suelos con el fin de obtener características que sirven para la investigación, practicas de laboratorio y para algunas empresas dedicadas a la construcción. Estas pruebas se realizan a través de equipos especiales llamados consolidómetros, con los cuales, según el diseño del aparato; con la finalidad de conocer las características mecánicas que son útiles para la elaboración de infraestructura civil como son los puentes, edificios, tramos carreteros, entre otros [1].

Todos los materiales experimentan una deformación cuando se les sujeta a un cambio en sus condiciones de esfuerzo. La deformación de la mayoría de los suelos aun bajo cargas pequeñas es mucho mayor que la de los materiales estructurales (acero y concreto); además, esa deformación no se produce en forma simultánea a la aplicación de la carga, sino que se desarrolla en el transcurso del tiempo. Así, un proceso de disminución de

volumen, que tenga lugar en un lapso de tiempo provocado por un aumento de las cargas sobre el suelo se le llama proceso de consolidación [1].

La Mecánica de Suelos es la rama de la Mecánica que estudia la acción de las fuerzas sobre la masa de los suelos [2]. Esta rama tiene dos problemas a tratar, los cambios volumétricos y la resistencia al esfuerzo cortante; el primero es el caso donde a través de un aparato llamado consolidómetro, el Ingeniero Civil realiza diversas pruebas al suelo para conocer sus características mecánicas; y así tomar las medidas adecuadas en la construcción de cimentaciones de obras civiles (presas, edificios, carreteras, etc.), lo que da como resultado una seguridad y economía en la obra realizada [1].

En el mundo varios países tiene suelos expansivos por ejemplo: México, Colombia, Estados Unidos, Argentina, Brasil, entre otros. Se estima que el 50% de la tierra de Norteamérica contiene suelo expansivo [2]. En México, se presentan formaciones de este tipo, en los estados de Querétaro, Guanajuato, Michoacán, Tamaulipas, Morelos, Sonora, Baja California Norte, Veracruz, Chiapas y Campeche.

Debido a que la mayor parte de la ciudad de Querétaro, esta constituido por suelos expansivos que comúnmente se les cataloga en el sistema unificado de clasificación de suelos como arcillas de alta compresibilidad (CH).

Los suelos expansivos representan un problema porque están sujetos continuamente a expansiones y contracciones, debido a la presencia y/o ausencia del agua, ocasionando fallas en las estructuras ligeras y algunas veces daños en la cimentación; presentándose grietas en los elementos estructurales y levantamiento de pisos. Por lo que este trabajo busca instrumentar el consolidómetro para el estudio de este tipo de suelo.

Existen consolidómetros ya automatizados, la empresa italiana Controls®, ofrece en su catálogo estos aparatos a un elevado costo [11]. Otras empresas dedicadas a la geotecnia, principalmente centros de investigación producen consolidómetros instrumentados de la misma forma que la empresa

italiana, algunos modifican totalmente el consolidómetro tradicional y emplean otros sistemas mecánicos con el fin de realizar todas las pruebas al suelo. El diseño mecánico, la instrumentación, el desarrollo del software y otros factores hacen más larga y costosa la tarea de la automatización de consolidómetros. A finales de 2003, el Instituto de Información e Investigación Geocientífica Minero-Ambiental y Nuclear, (INGEOMINAS), de la ciudad de Bogota en Colombia, hizo un certamen donde este instituto estaba interesado en controlar la adquisición de dos consolidómetros para suelos que utilizan en su laboratorio de Geomecánica. Con base en esto sabemos que en Colombia se trabaja en el mismo tema y la toma de lecturas para el ensayo de expansión de forma automática es lo que más interesa. Brasil ofrece un consolidómetro muy distinto al tradicional del tipo neumático en donde se pueden realizar la mayoría de las pruebas, este consolidómetro ya esta a la venta, pero el costo es elevado.

En cuanto a México, hay muy poco interés en la instrumentación de estos aparatos, algunos centros de investigación dedicados a la mecánica de suelos aún utilizan sus aparatos tradicionales. En Querétaro con esta propuesta se esta participando en la instrumentación de los consolidómetros que hay en el laboratorio de Mecánica de Suelos de la UAQ.

El objetivo del presente trabajo es la instrumentación de un consolidómetro de carga frontal que se utiliza en el laboratorio de mecánica de suelos mediante el uso de técnicas de programación avanzada y la aplicación de un elemento sensor. Lo cual se traduce en un eficiente monitoreo del ensayo aplicado al suelo bajo estudio y en una eficaz adquisición de los datos del experimento.

II. METODOLOGÍA

La norma ASTM D4546 [5] (American Society for Testing and Materials) presenta los métodos estandarizados para determinar la presión de

expansión a partir de pruebas en el consolidómetro. La norma esta compuesta de tres métodos para determinar la magnitud de expansión o asentamientos en muestras (arcilla) inalteradas o compactadas. El método que se va implementar es el A que se explica a continuación:

Una vez que el ensayista o el ingeniero civil ha elaborado la muestra de suelo (inalterado o remodelado), se coloca en la superficie del anillo, se posiciona el micrómetro alineado con el anillo tomando una lectura conocida y se nivela; se coloca un esfuerzo de 1 kpa durante 5 minutos, esto para sacar el aire que quede atrapado en la muestra del suelo, pasados los 5 minutos el micrómetro se pone en cero (es decir, que las lecturas que se registraron durante la aplicación de 1 kpa, no se tomaran en cuenta), se procede a saturar la muestra de suelo, en ese momento de saturación el ensayo del suelo da inicio hasta llegar 72 horas [5]. La figura 1 muestra el resultado de una prueba de suelos que la norma ASTM D4546

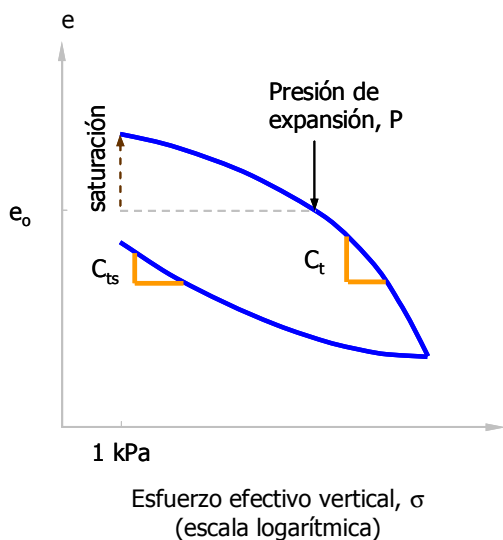


Fig. 1.- Curva de expansión Norma ASTM D4546

En la figura 2 se muestra una bancada de tres consolidómetros, es así como se comercializa este instrumento.



Fig. 2.- Bancada de tres consolidómetros de la marca Controls®.

En la figura 3 se puede observar medidor lineal de carátula llamado micrómetro, con el cual se mide el desplazamiento que sufre el suelo.



Fig. 3.- Consolidómetro tradicional en funcionamiento con micrómetro para la medición del desplazamiento del suelo.

Son muchos los factores que influyen en la prueba al ensayar con estos equipos, podemos enlistar algunos más comunes que afectan el éxito del ensayo: 1) Errores humanos: Toma errónea de las lecturas: implica no estar al tiempo justo para la toma de la lectura en los primeros segundos la velocidad con la que se deberían tomar las lecturas

son en un lapso de tiempo muy corto y no se logra tomar la lectura exacta. 2) La lectura inicial del micrómetro: hay error en la toma de lecturas, dado que no se pone en ceros el micrómetro, sino que se parte de una medida cualquiera, en donde se crea un error por la forma de ver la aguja del micrómetro. 3) Fallas del cronómetro, algunas veces falla porque se le termina la pila, se cae, se interrumpe el tiempo y esto implica datos erróneos y por lo tanto volver a realizar la prueba. Por lo anterior, el uso de la instrumentación esta totalmente justificada ya que evitará los errores tanto humanos como de los instrumentos manuales. Los objetivos a cumplir para la instrumentación del consolidómetro son los siguientes:

- 1.- Elaborar un software que muestre de manera visual los datos adquiridos durante la prueba, así como mostrarlos en una grafica semilogarítmica para ver la evolución del comportamiento del suelo que se este analizando (Tiempo-min vs Porcentaje de Expansión).
- 2.- Implementar un sensor que cumpla con las pruebas a las que son sometidos los suelos (precisión y rango de medición).
- 3.- Desarrollar un circuito que sirva de interfaz entre el sensor y la computadora.

2.2 SELECCIÓN DEL ELEMENTO SENSOR.

De acuerdo a lo explicado en la sección 2.2, es como se escogió un sensor que midiera desplazamientos en un rango de 0 a 20 mm; dada la variedad de dispositivos que hay en el mercado se decidió por un encoder lineal llamado Linear Gage en su modelo LGF-125L [3] marca Mitutoyo® con una resolución de 1 micra y un recorrido de 25mm, el cual se muestra en la figura 4. Este sensor contiene un encoder lineal que entrega dos señales en forma de tren pulsos con un desfase de 90 grados y cada cambio de nivel equivale a 0.5 micras por lo cual tenemos 4 micras por pulso. La figura 5 muestra las señales que se obtienen del encoder lineal.



Fig. 4.- Encoder lineal.

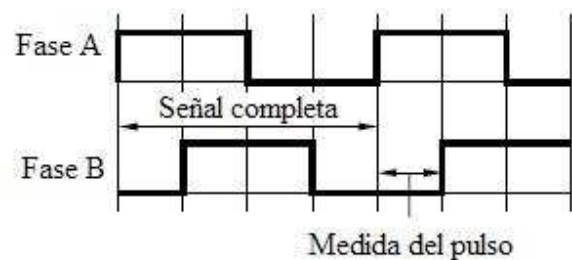


Fig. 5.- Señales que entrega el Linear Gage

El encoder lineal funciona con transmisión tipo fotoeléctrica. Estos encoders lineales permiten mediciones de alta precisión en un amplio rango de valores. El encoder lineal con transmisión tipo fotoeléctrica esta formado por un LED y un elemento sensor (fotodiodo) encontrados cara a cara con la escala principal y a 20 μm con respecto a la escala índice. Como la escala se mueve con respecto al detector, la luz del LED pasa a través de la ventana en la escala índice. El movimiento de la escala produce dos ondas sinusoidales las cuales van desfasadas 90 grados una de otra, las cuales se amplifican para dar una salida de onda cuadrada siendo el desfase de 90 grados equivalente a 1 micra.

2.3 DESARROLLO DEL ELEMENTO SENSOR.

Cada vez que el encoder se desplaza, los pulsos A y B se intercambian de tal manera que presentan un valor de cuenta, este valor es el que interesa y servirá para determinar el valor en micras que el suelo se expanda. La figura 6 muestra un diagrama de bloques para el control del encoder lineal.

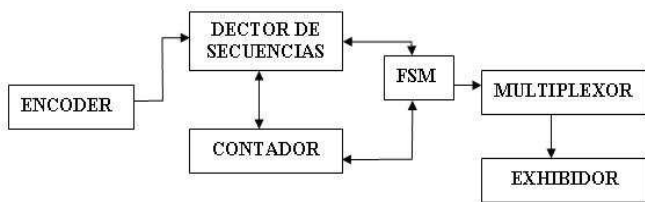


Fig. 6.- Diagrama de bloques para el control del encoder lineal.

A través del lenguaje de programación en VHDL se logra el control de los pulsos entregados por el encoder Linear Gage. La figura 7 muestra el diagrama de flujo del control de las señales del encoder mediante una maquina de estados.

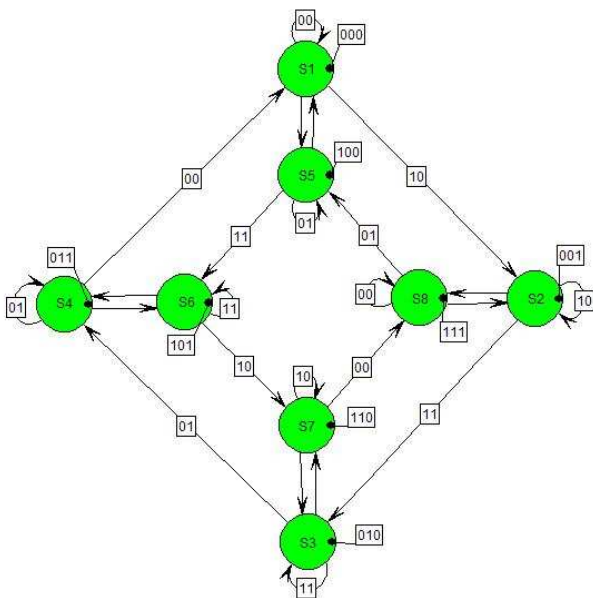


Fig. 7.- Diagrama de flujo de control de las señales del encoder

Se utilizó un contador modulo 16 ascendente-descendente con habilitación el cual se muestra en la figura 8, lo que significa que el sistema tiene una resolución de 16 bits, útiles para la carrera completa del encoder

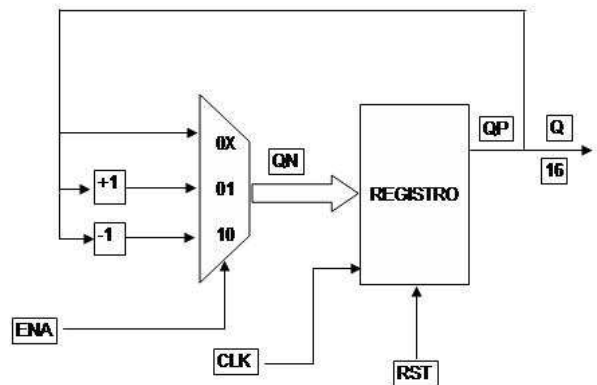


Fig. 8.- Contador modulo 16 ascendente-descendente con habilitación

La figura 9 muestra el control de los pulsos entre el contador y el detector de secuencia para evitar la perdida de cuentas y sincronización de los pulsos del encoder.

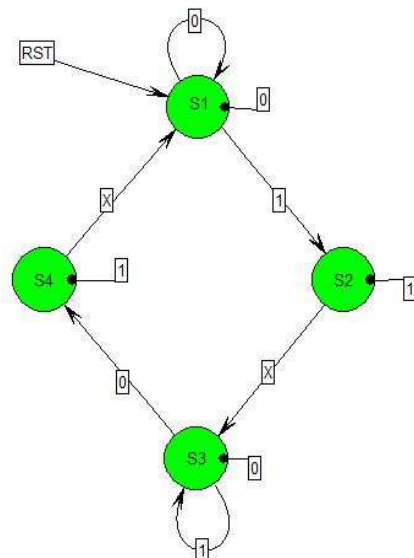


Fig. 9.- Diagrama de flujo para el control del contador y el control de las señales del encoder lineal.

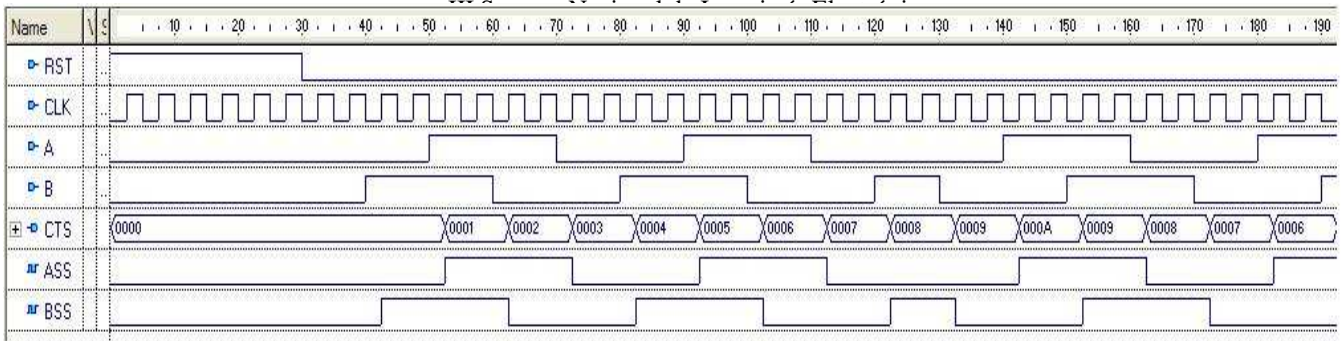


Fig. 10.- Simulación de sistema digital del encoder lineal

La figura 10 muestra la simulación de la descripción en VHDL del sistema completo del encoder lineal, con ello se logra el control exitoso del encoder lineal, este programa se graba en una FPGA de la tarjeta Spartan3.

2.5 DESARROLLO DEL SISTEMA DE ADQUISICION DE DATOS E INTERFAZ CON LA PC.

La figura 11 muestra un diagrama de bloque del sistema de adquisición de datos para el consolidómetro



Fig. 11.- Diagrama de flujo de la adquisición de datos

Una vez que se logra el control del encoder lineal a través de la tarjeta Spartan3, se utiliza la PC para la adquisición, control y administración de datos mediante de un programa desarrollado en Borland C++ [6]. A través del puerto paralelo se adquieren los datos enviados por la tarjeta Spartan3 para ser procesados en la PC

La sección de adquisición de datos vista en el diagrama de flujo de la figura 10, hace referencia al programa desarrollado para el control de la adquisición de datos, en donde ayudados por la librería RTKernel, que es un sistema multitareas en tiempo real, se puede realizar un muestreo de variables que la norma ASTM D4546 exige como son: la expansión, la humedad, el porcentaje de expansión y presión de expansión. Esto con la finalidad de ver en pantalla el comportamiento del suelo, además, de la representación grafica para interpretar resultados de los datos que se han almacenando.

El interfaz desarrollado en C++ que se ve ne la figura 13, muestra un menú en pantalla para seleccionar el tipo de suelo que se va analizar, luego se pasa a un submenú para ingresar datos referentes al suelo seleccionado y el tiempo en que el programa registrará las lecturas. Una vez ingresados los datos, el programa queda en funcionamiento guardando los datos obtenidos en un archivo de texto hasta que el suelo logre su expansión total. Gracias al uso de la librería RTKernel se pueden mostrar las tareas realizadas.

La figura 12 muestra el consolidómetro instrumentado en funcionamiento y el la figura 13 el sistema de adquisición de datos implementado en la PC.



Fig. 12. Consolidómetro instrumentado en funcionamiento.



Fig. 13.- Consolidómetro instrumentado en funcionamiento.



Fig.14.- Vista de la interfaz del usuario del sistema de adquisición de datos.

III. RESULTADOS

En la figura 15 y 16 se muestra los datos obtenidos del sistema de adquisición construido, dicha figura muestra el comportamiento clásico de un suelo expansivo. En la figura 17 y 18 se muestra otra prueba realizada de manera tradicional con la finalidad de comparar los resultados. Se puede observar que en la figura 15 y 17 se obtuvieron diferentes valores de porcentaje de expansión siendo el mismo suelo. Comparando las figuras 16 y 18 se obtuvieron diferentes esfuerzos debido a que los porcentajes de expansión que se obtuvieron en cada ensaye no fueron los mismos por lo que se explica la diferencia de valores.

Expansion libre

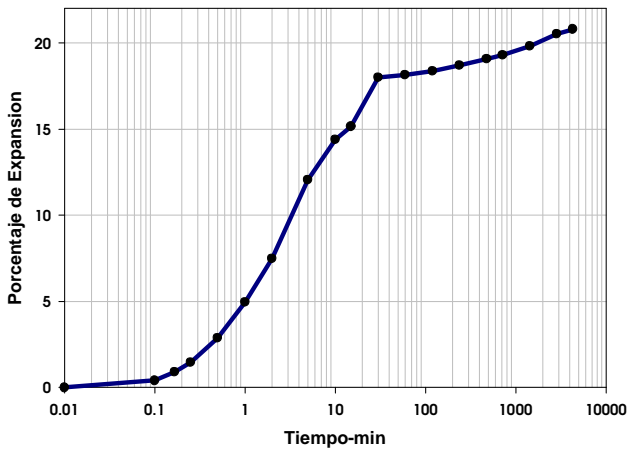


Fig. 15.- Comportamiento común de suelos expansivos durante la saturación y determinación del porcentaje de expansión máximo con el sistema de adquisición de datos

Expansion Libre

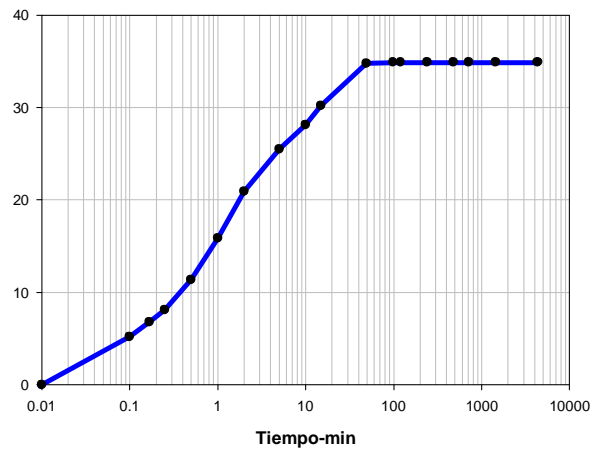


Fig. 17.- Expansión realizada en el consolidómetro de manera tradicional.

Curva de Compresibilidad

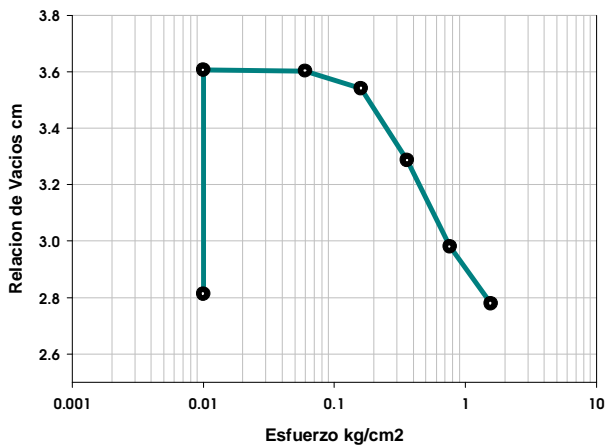


Fig. 16.- Curva de compresibilidad para determinación de la presión de expansión de los suelos expansivos el sistema de adquisición de datos

Curva de Compresibilidad

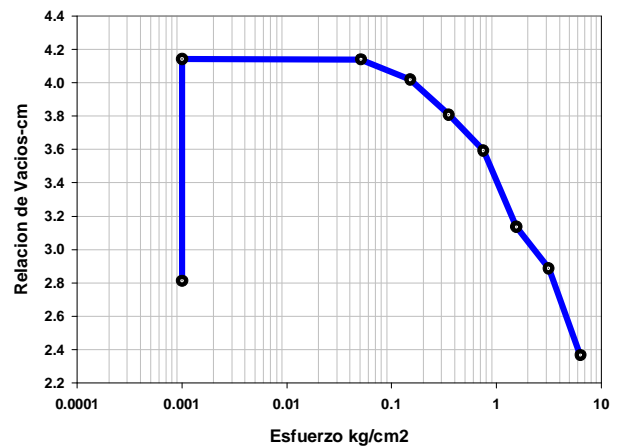


Fig. 18.- Curva de compresibilidad para la determinación de presión de expansión realizada en el consolidómetros de manera tradicional

IV. CONCLUSIONES

Se ha presentado la instrumentación de Consolidómetro para la adquisición de los datos de un Encoger lineal para la expansión del suelo arcilloso de la región de Jurica en el estado de Querétaro. Dicha instrumentación se hizo para disminuir el tiempo que el ingeniero civil invierte en la toma de los datos y la graficación de ellos.

La instrumentación de este equipo se realizó mediante la aplicación de lenguajes de programación que facilitaron la adquisición de los datos y la presentación de los resultados.

Como se puede observar en la sección de resultados las pruebas realizadas con el Consolidómetro automatizado e instrumentado presentan resultados muy similares a los que se obtienen con un Consolidómetro tradicional. Cabe mencionar que los resultados obtenidos de un suelo en repetidas ocasiones, puede ser distinto aunque se tengan las mismas condiciones en la experimentación, debido a que el contenido mineralógico que se tiene no es homogéneo.

Como un trabajo a futuro se pretende automatizar la segunda parte que es la aplicación de las cargas para que los requisitos que lo norma ASTM D4546 estén cumplidos en su totalidad.

V. REFERENCIAS

- [1] Juárez Badillo Eulalio. "Fundamentos de Mecánica de Suelos". Editorial Limusa. Tomo 1, Tercera edición Mexico 2003.
- [2] Sowers, G. B, and G. F. Sowers. "Introducción a la mecánica de suelos y cimentaciones", Editorial Limusa. México, 1975. p. 21
- [3] E. Bowles, Joseph "Manual de laboratorio de suelos en Ingeniería Civil"

Editorial Mc. Graw-Hill. Segunda Edición, Colombia 1980.

- [4] Cabrera E., 2006, "Relación del cambio volumétrico de arcillas expansivas con su grado de saturación" Tesis UAQ, México
- [5] Standard test methos for one - dimensional swell settlment potencial of cohesive soils one. 1996
- [6] Caballar José A. "El libro de las comunicaciones del PC, Técnica, programación y aplicaciones". Editorial RA-MA, Madrid España. 1997
- [7] Romero Troncoso, "Sistemas Digitales con VHDL", Editorial Legarías educación. Primera edición, México 2004.
- [8] *SPARTAN 3E (XC3S200) Datasheet*, En <http://direct.xilinx.com/bvdocs/publications/ds312.pdf>
- [9] Ian sommerville, Ingeniería de software, seta edición, 2002, editorial Pearson educación, México.
- [10] Diseño de sistemas digitales con VHDL. Serafín Alfonso Pérez, Enrique soto, Santiago Fernández. Editorial Thomson, Madrid España 2002.
- [11] Catalogo General Controls®. "Equipos Ensayo para la Industria de la Construcción." Sexta Edición. 2005
- [12] www.ingeominas.gov.co/component?option=com_contratos/task,doc_download/gid,132

MEMORIA DE ACCESO CONCURRENTE PARA RECONOCIMIENTO DE VOZ: METODOLOGÍA FORMAL DE DISEÑO

Jiménez Flores A.¹, Ruiz Barradas H.², Peña Guerrero M.³, De Luca Pennacchia A.⁴

¹ UAM-Azc. - CBI - Electrónica. e-mail: ajf@correo.azc.uam.mx

² UAM-Azc. - CBI - Electrónica. e-mail: hrb@correo.azc.uam.mx

³ IPN - ESIME - Acústica. e-mail: mpenag@ipn.mx

⁴ CINVESTAV - IPN - Computación. e-mail: dlap@cs.cinvestav.mx

RESUMEN

Uno de los principales problemas del proceso de reconocimiento de voz en tiempo real es la velocidad con la que deben establecerse las características espectrales de los sonidos y realizar el procesamiento implícito en la aplicación de técnicas de reconocimiento. El objetivo de nuestro trabajo es proponer una solución que ayude a aligerar el problema de almacenamiento y suministro de muestras de voz para alcanzar mejores respuestas en el reconocimiento del habla. Para ello, proponemos una memoria de alto desempeño a la que denominamos MAC: *Memoria de Acceso Concurrente*. Este documento contiene el diseño, la implementación y las pruebas de la MAC, utilizando una metodología formal conocida como *Método B* y un lenguaje de descripción de circuitos conocido como *VHDL*.

Palabras clave: Método B, memoria, VHDL, reconocimiento de voz, concurrencia.

I. INTRODUCCIÓN

El proceso de reconocimiento de voz puede ser abordado mediante diversas técnicas, tales como comparación de patrones, modelos automáticos paramétricos u obtención de características fonéticas. Independientemente de la técnica utilizada, cualquier sistema reconocedor de voz contiene una primera etapa de procesamiento conocida como formador del espectro, la cual se encarga de tomar las señales de voz en el dominio del tiempo y establecer sus características en el dominio de la frecuencia [8]. Generalmente, se

continúa con un análisis espectral que consiste en medir los componentes de frecuencia pertenecientes a un conjunto de muestras de voz llamado *ventana*. Posteriormente, se modela el espectro mediante la parametrización de los componentes de frecuencia. Finalmente, se hace una transformación paramétrica que permite obtener vectores de observación para reconocer la voz. La frecuencia con la que se analiza una *ventana* determina un tiempo conocido como *duración de marco*.

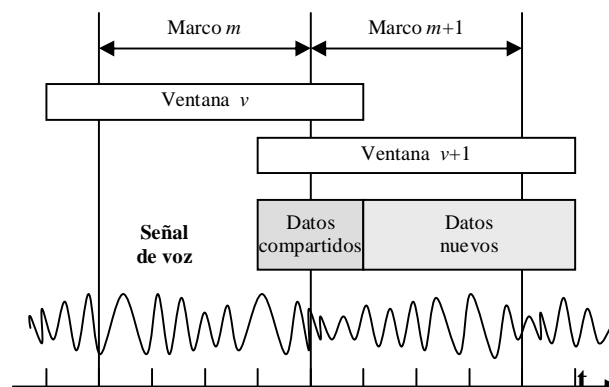


Figura 1. Conversión de la señal de voz al dominio de la frecuencia.

En la Figura 1 se muestra la señal de voz en el dominio del tiempo. Las muestras de la señal se dividen en *ventanas* de igual tamaño, sobre las que se aplica una función de transformación al dominio de la frecuencia, tal como la transformada de Fourier. Para una *ventana* de N muestras se obtienen $N/2$ valores de frecuencias [9]. Típicamente, el manejo de *ventanas* se implementa utilizando una memoria *buffer* circular.

Nosotros proponemos la MAC (*Memoria de Acceso Concurrente*) como un buffer que facilita el manejo de *ventanas*, con una administración dinámica de espacios de almacenamiento llamados *colas*. Mediante un algoritmo sencillo de acceso a la MAC se pueden crear, por ejemplo, tres *colas* con el mismo número de localidades de almacenamiento. La suma total de localidades será igual al de una *ventana*, lo cual significa que cada muestra de la *ventana* es almacenada en una localidad de la MAC. De esta forma podemos fijar un tamaño de *ventana* de acuerdo con el ancho de banda deseado en la formación del espectro en frecuencia. Así, la *duración del marco* se fija de acuerdo con el traslape de *ventanas* requerido y la velocidad con la que se pueden reconocer los patrones de voz.

Las ventajas de la MAC se derivan de sus siguientes características:

- Facilidad para crear colas de tamaño variable
- Cada cola se comporta como un arreglo FIFO (*first-input-first-output*)
- Posibilidad de escribir y leer simultáneamente
- Ciclos de escritura/lectura de 1 periodo de reloj
- Contigüidad de las colas y de sus datos
- Flexibilidad para fijar el tamaño de la localidad

En la Figura 2 se muestra el modelo gráfico de una MAC con 4 colas. En la parte izquierda se observa un apuntador para la operación de

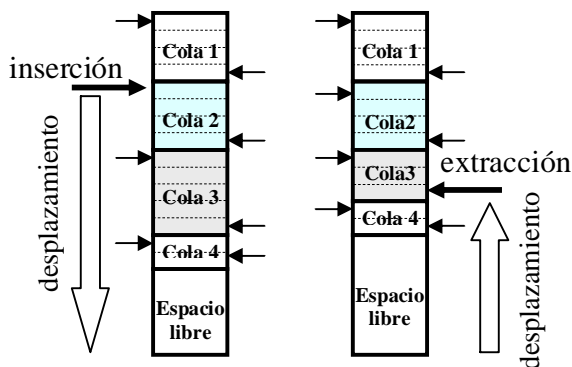


Figura 2. MAC con cuatro colas.

escritura que provoca una inserción del dato escrito y un desplazamiento, hacia abajo, de los datos subsiguientes. En la parte derecha se observa un

apuntador para la operación de lectura que provoca una extracción del dato leído y un desplazamiento, hacia arriba, de los datos subsiguientes [6], [7]. Mediante pequeñas modificaciones, nuestro diseño contempla la posibilidad de tener un número mayor de colas donde cada tamaño máximo de cola dependerá del tamaño máximo de localidades de la MAC.

Existe actualmente una amplia variedad de herramientas computacionales que apoyan el desarrollo de los sistemas digitales en sus diversas etapas, como son: la descripción funcional, prueba mediante simulación lógica, síntesis e implantación en circuito. La robustez de tales circuitos depende mucho de los programas de prueba que sean utilizados para detectar errores de diseño. Sin embargo, el hecho de no encontrar errores durante estas pruebas no es garantía de que no existan. Es posible encontrarlos bajo condiciones no contempladas durante la prueba.

Con el fin de eliminar riesgos de diseño no detectados en las pruebas lógicas de los sistemas, presentamos en este artículo una forma novedosa de diseño de *hardware* fundada en la noción de *refinamiento*. Esta técnica se ha aplicado exitosamente desde hace unos años al desarrollo de sistemas *software*. Nuestro objetivo es mostrar su aplicación en el diseño de la MAC. La técnica usa un lenguaje formal para describir un modelo abstracto del sistema a desarrollar, donde queden especificadas las principales propiedades de sistema. Posteriormente, el modelo es concretado paulatinamente mediante pasos de refinamiento. Los pasos de refinamiento enriquecen los modelos con detalles necesarios para su implantación, garantizando que las propiedades del modelo inicial son respetadas en cada refinamiento. Nuestro desarrollo de la MAC está enmarcado en el lenguaje y la teoría del método B.

El artículo está dividido en cuatro secciones más. La sección II presenta el método B y la sección III muestra el desarrollo de la MAC en una serie de refinamientos que concluyen en un código que se implementa en VHDL. La sección IV muestra la implementación del código VHDL. Finalmente, la última sección presenta nuestras conclusiones.

II. EL MÉTODO B

La versión del método B utilizada en este artículo es una extensión del método B clásico [1] denominada “B por eventos” (*event B*) [4]; de ahora en adelante, denominaremos simplemente método B, o B a esta versión.

B es un método formal que permite el desarrollo de sistemas *software* o *hardware* correctos por construcción. Esto es, partiendo de un modelo abstracto del sistema, cumpliendo con propiedades explícitamente especificadas, se desarrolla, a través de refinamientos del modelo inicial, el código del sistema a construir. La técnica de refinamiento permite garantizar que las propiedades del modelo abstracto son preservadas en el código de los modelos refinados.

LA ESPECIFICACIÓN DE MODELOS

Operacionalmente, los modelos y refinamientos en B pueden explicarse con la instrucción de iteración de los comandos con guardias de Dijkstra [5]:

do $e1$ [] $e2$ [] ... eN **od**

En esta instrucción, $e1, e2 .. eN$ son comandos con guardias, i.e. comandos con la forma $g \tau c$, donde g es la guardia del comando, una condición booleana sobre el estado del sistema, y c es una instrucción de asignación. Cualquier comando eJ de la instrucción de iteración puede ejecutarse si su guardia está habilitada, es decir si su guardia es verdadera. En este artículo no consideramos condiciones de equidad en la ejecución de los comandos [10]. Si dos o más comandos están habilitados en un momento determinado, cualquiera de ellos se ejecutará en forma no determinista. La iteración de los comandos en la construcción **do od** termina cuando ningún comando esté habilitado.

Formalmente, la semántica de cada comando está dada por su “más débil precondition” wp (*weakest precondition*) [5]. En este artículo, aparte de comandos de la forma $g \tau c$ consideramos comandos de la forma $@z.g \tau c$ donde z es una variable local al comando. La más débil precondition de estos comandos para establecer la precondition R es la siguiente:

$wp(g \tau c, R) \gamma (g \varepsilon wp(c, R))$

$wp(@z.g \tau c, R) \gamma \dots z.(g \varepsilon wp(c, R))$

La más débil precondition denota el conjunto de estados más grande donde la ejecución de un comando iniciar y terminar en un estado que satisface R .

Las propiedades de seguridad en los modelos B, propiedades que caracterizan los estados “seguros” donde un sistema puede estar, se expresan mediante invariantes I . Una invariante I es un predicado que es preservado por todos los comandos de la construcción **do od**. Es decir, para cualquier comando eK , $I \varepsilon wp(eK, I)$. En este artículo no nos interesamos a las propiedades de vivacidad.

En B, los eventos de un sistema son modelados por comandos con guardias. Sintácticamente, un comando $g \tau c$ se expresa mediante la construcción **SELECT** g **THEN** c **END** y el comando $@z.g \tau c$ mediante la construcción **ANY** z **WHERE** g **THEN** c **END**. Las invariantes se expresan en un cláusula aparte mediante lógica de primer orden.

EL REFINAMIENTO DE MODELOS

El refinamiento de un sistema se modela nuevamente por otra instrucción de iteración de los comandos con guardia. Sin embargo, los comandos con guardia del refinamiento son refinamientos de los comandos abstractos y pueden aparecer nuevos comandos. Un sistema refinado puede volverse a refinar, de modo que el algoritmo a desarrollarse se obtiene a través de una serie de pasos de refinamiento.

En B distinguimos dos tipos de refinamientos: el de datos y el algorítmico. El refinamiento de datos permite implementar estructuras de datos abstractas mediante estructuras concretas, que puedan codificarse en lenguajes de programación tradicionales. El refinamiento algorítmico consiste en realizar las acciones atómicas abstractas, especificadas por los eventos, a través de acciones de un menor grado de granularidad.

El refinamiento de datos requiere la especificación de una invariante de “collage” (*gluing invariant*) J que debe ser una relación total entre las variables concretas del refinamiento y las variables de la

abstracción. Por cada evento abstracto eK de la abstracción, el sistema refinado debe tener un evento refinado eK' que debe satisfacer la relación: $I \& J$ y $wp(eK', n \text{ } wp(eK, n \text{ } J))$. Esta relación indica que la ejecución de un evento refinado en un estado s' , conduce a un estado que está relacionado por J a un estado abstracto donde el evento abstracto *puede* llegar, si se ejecuta en un estado s relacionado por J a s' . Esta relación expresa que cualquier transformación de estado, efectuada por los eventos concretos, corresponde a transformaciones hechas por los eventos abstractos, garantizando así la preservación de las propiedades de seguridad del sistema abstracto en el sistema refinado.

En el refinamiento algorítmico, se requiere especificar nuevos eventos eH que deben refinar a *skip*, el evento que no modifica el estado ($I \& J$ y $wp(eH, J)$). Sin embargo, a fin de garantizar que los nuevos eventos no tomen por siempre el control, se debe mostrar que éstos decreentan una función variante. Finalmente, debe demostrarse que el sistema refinado no se bloquea más que el sistema abstracto; esto se hace probando que las guardias del sistema abstracto implican las guardias del sistema concreto.

En el desarrollo de la MAC que se presenta en la siguiente sección, el algoritmo que se implementará en VHDL se obtiene a partir de tres refinamientos del modelo inicial. El refinamiento consiste únicamente en refinamiento de datos, de modo que no aparecen nuevos eventos.

III. DISEÑO DE LA MAC

El algoritmo de la MAC que se implementa en VHDL se obtiene a partir de tres refinamientos del modelo inicial. Utilizando la técnica de fusión de eventos propuesta en [2], los eventos del sistema se fusionan en uno solo. Finalmente, tres transformaciones equivalentes del algoritmo, permite obtener el código que implementa las celdas de control de la MAC.

EL MODELO INICIAL

En el modelo inicial, la MAC es modelada por un conjunto de secuencias de datos. Suponemos que los datos almacenados pertenecen a un conjunto D

dato. Además suponemos que la MAC contiene un número fijo de n colas. De esta manera la MAC es sólo una función total b que a cada cola, en el intervalo de 1 hasta n le asocia una secuencia de datos $seq(D): b : 1..n \rightarrow seq(D)$. Recordamos que para cualquier cola c la secuencia $b(c)$ tiene una política de acceso FIFO, es decir, los datos se agregan al final de la secuencia y se retiran de su inicio.

La MAC ofrece dos operaciones básicas: la escritura y la lectura de datos de una cola, así como una operación paralela que permite la lectura y la escritura simultánea en cualquier cola. Cada una de esas operaciones está modelada por tres eventos de nombre *lec*, *esc* y *lec_esc* respectivamente. Un cuarto evento, de nombre *amb*, modela el ambiente que de manera no determinista solicita una de las tres operaciones. Para ello consideramos una variable *op* que toma valores del conjunto $\{WW, RR, RW, DN\}$, cuyos valores denotan las operaciones de escritura (*WW*), lectura (*RR*) y lectura-escritura (*RW*). Inicialmente, *op* toma el valor *DN* que indica que no hay operación pendiente por realizarse. Cuando se realiza cualquier operación, *op* es puesta a su valor inicial.

El evento *lec* se especifica de la siguiente manera:

```
lec =
ANY c WHERE
  c : 1..n & b(c)  $\neq$  0 & op = RR
THEN
  b(c) := tail(b(c))  $\wedge$  op := DN
END
```

Esta operación puede realizarse cuando el ambiente de la MAC solicita una lectura ($op=RR$) en una cola c que no esté vacía ($b(c) \neq 0$). El efecto de la operación es simplemente eliminar el primer elemento de la cola a través de la operación $tail(b(c))$. Simultáneamente, la variable *op* se restablece a su valor inicial. Nótese que en nuestro modelo, no nos interesa la operación que se realiza con el elemento que se lee de la cola c . Ese dato es de interés a la aplicación, que modelada a través del ambiente, debe hacer uso de él.

El evento *esc* tiene la siguiente especificación:

```
esc =
ANY c, d WHERE
  c : 1..n & d : D & op = WW
```

```

THEN
   $b(c) := b(c)c \quad d \quad \psi \quad op := DN$ 
END

```

La guardia del evento especifica que la escritura puede realizarse sobre una cola c si la operación solicitada es de escritura y se proporciona un dato d . La escritura se realiza insertando al final de la cola $b(c)$ el dato a escribir d .

La operación de lectura-escritura se modela así:

```

 $lec\_esc =$ 
ANY  $c, c'$  WHERE
   $c : 1..n \ \& \ c' : 1..n \ \& \ d : D \ \&$ 
   $b(c) \ \gamma \ 0 \ \& \ op = RW$ 
THEN
  IF  $c \ \gamma \ c'$  THEN
     $b := b + \{(c, tail(b(c))), (c', b(c')c \ d)\}$ 
  ELSE
     $b := b + \{(c, tail(b(c))c \ d)\}$ 
  END
   $\psi \ op := DN$ 
END

```

Este evento realiza una operación de lectura sobre la cola c y otra de escritura sobre la cola c' . La guardia prueba la existencia del dato a escribir y que la cola c no esté vacía. La acción está condicionada para realizar las operaciones en colas diferentes, o en la misma cola. La especificación de la acción utiliza el operador de sobre escritura $+$. Cuando las colas son diferentes, este operador indica que las colas c y c' se modifican de acuerdo a las operaciones de lectura y escritura respectivamente, dejando las otras colas de la MAC intactas. Cuando las colas c y c' son iguales, las operaciones se realizan sobre la misma cola.

En los siguientes refinamiento, las secuencias se implementan paulatinamente mediante un arreglo de datos y un conjunto de apuntadores.

PRIMER REFINAMIENTO

El objetivo de este primer refinamiento es implementar cada secuencia mediante un arreglo infinito de datos y un apuntador de lectura. El conjunto de arreglos se representa mediante una función total a de tipo $1..n \rightarrow (N \rightarrow D)$. Por lo tanto, $a(c)$, para cualquier cola c entre 1 y n , es una función parcial que modela un arreglo, cuyos índices son enteros naturales (N) y almacena valores de tipo D . Los apuntadores de lectura se

modelan por la función total rp de tipo $1..n \rightarrow N$; para cada cola c , $rp(c)$ apunta al dato a leer. Los índices de cada arreglo forman un intervalo entre 1 y $rp(c)$; esto es formalmente especificado mediante la invariante $!c.(c : 1..n \ \& \ dom(a(c)) = 1..rp(c))$. Con esta información, es posible demostrar que el refinamiento garantiza la invariante de collage $!c.(c : 1..n \ \& \ b(c) = (ng ; inc(rp(c)+1) ; a(c)))$. En esta expresión, ng es la función que a cada entero le asigna su complemento ($ng(x) = -x$) e $inc(z)(x)$, para enteros z y x , es una abreviación de la adición $z+x$. Las funciones están compuestas con el operador ';' lo que permite especificar que cada secuencia abstracta $b(c)$ se modela mediante el arreglo $a(c)$ invirtiendo el orden en el que se almacenan los datos. A través de la invariante de collage, y de las otras invariantes del refinamiento, es posible demostrar que el tamaño de cada secuencia $b(c)$ es igual a $rp(c)$.

El evento de lectura refinado se especifica así:

```

 $lec =$ 
ANY  $c$  WHERE
   $c : 1..n \ \& \ rp(c) \ \gamma \ 0 \ \& \ op = RR$ 
THEN
   $a(c) := \{rp(c)\}a \ a(c) \ \psi \ rp(c) := rp(c)-1$ 
   $op := DN$ 
END

```

La supresión del dato del arreglo se modela mediante el operador de reducción de dominio a ; la expresión $\{rp(c)\}a \ a(c)$ indica que el dato indexado por el apuntador de lectura desaparece del arreglo. Simultáneamente, en esta operación el apuntador de lectura se decrementa en uno.

El refinamiento del evento de escritura incrementa en uno el apuntador de lectura y la inserción de un dato se modela mediante la asignación siguiente:

$a(c) := \{(1,d)\} \cup (pred ; a(c))$

Aquí notamos que el dato a escribir se inserta al inicio del arreglo y que los datos existentes en el arreglo se recorren una posición. Este corrimiento es especificado por la composición de la función $pred$, que decrementa en uno su argumento, con la función $a(c)$. De ahora en adelante, por razones de espacio, no mostramos el refinamiento de la operación paralela, sin embargo, su acción incluye las transformaciones realizadas por los eventos de lectura y escritura.

SEGUNDO REFINAMIENTO

En el refinamiento precedente, el espacio de almacenamiento de los arreglos que implementan las secuencias para cada cola no es necesariamente contiguo. En este refinamiento, los arreglos de todas las colas se implementan en un solo arreglo de tamaño mx , tal que $n < mx$. El arreglo se modela por una función total f de tipo $1..mx \rightarrow D$. Inicialmente, cada celda de f es inicializada con un dato especial, denotado por FM , que simboliza una celda de memoria vacía. Para limitar los datos de cada cola, cada una de éstas tiene asociada un índice de lectura y otro de escritura. Estos índices se modelan mediante dos funciones totales ri y wi respectivamente, las cuales son de tipo $1..n \rightarrow 1..mx$. El índice de lectura reemplaza al apuntador de lectura del refinamiento anterior. La invariante de collage que relaciona estos dos apuntadores es:

$\forall c.(c : 1..n \ \& \ wi(c) < ri(c) \ \vee \ rp(c) = (ri(c) - wi(c) + 1)$
 Nótese que la relación sólo tiene sentido cuando la cola c tiene información, es decir, cuando $wi(c) < ri(c)$. Para cualquier cola c , $wi(c)$ apunta a una celda de datos que contiene el valor especial BS que denota el inicio de la secuencia. La invariante de collage que relaciona el arreglo infinito de cada cola en el refinamiento anterior con el arreglo f es:

$\forall c.(c : 1..n \ \vee \ a(c) = (inc(wi(c)) \ ; \ (wi(c) + 1..ri(c) \ \times \ f))$
 La relación indica que los datos de la cola c están almacenados en f desde la posición apuntada por $wi(c) + 1$ hasta la posición apuntada por $ri(c)$; un corrimiento de $wi(c)$ posiciones es necesario para esta relación. Otras invariantes se requieren para demostrar que la invariante de collage es respetada por todos los eventos. Por razones de espacio, no presentamos esas invariantes.

El evento de lectura puede realizarse en la cola c cuando ésta tiene información, es decir cuando $wi(c) < ri(c)$. El efecto de lectura es quitar de f el dato en posición $ri(c)$, dejando intactos en f los datos en las posiciones anteriores y haciendo un corrimiento a una celda inferior los datos en las otras posiciones:

$f := (1..i-1 \ \times \ f) \cup (i..mx-1 \ \times \ (succ \ ; \ f)) \cup \{mx \ \text{m} \ FM\}$
 donde i es igual a $ri(c)$. Nótese que la última celda se marca como libre. Para tener cuenta de esta modificación, los índices de lectura de las colas en el intervalo $c..n$ se decrementa en uno: $ri := (1..c-1$

$\times \ ri) \cup (c..n \ \times \ (ri \ ; \ pred))$. Obsérvese que las colas inferiores a c no se modifican. De manera similar los índices de escritura se decrementan, pero sólo el de las colas en el intervalo $c+1..n$. Dado que el arreglo denotado por f tiene un tamaño finito, la operación de lectura debe probar la existencia de celdas libres en f , esto es, si $f^{-1}\{FM\} \neq \emptyset$. Bajo esta condición, la operación se especifica así:

$$f := (1..i-1 \ \times \ f) \cup \{(i,d)\} \cup (i+1..mx \ \times \ (pred \ ; \ f))$$

Nótese aquí que a partir de la posición $i+1$, el contenido de las celdas se desplaza un lugar hacia las posiciones altas de f . En forma similar a la operación de lectura, los índices de lectura y escritura son incrementados.

TERCER REFINAMIENTO

Con el fin de obtener el *hardware* más homogéneo posible, en este tercer y último refinamiento los índices de lectura y escritura se implementa en un arreglo que denominamos *registro de direcciones*. Esto permite implementar mediante corrimientos, el incremento o decremento de apuntadores. Este registro se modela mediante una función r de tipo $1..mx \rightarrow (PT * 0..n)$ donde PT es el conjunto de valores $\{RP, WP, DP, FP\}$ que denotan apuntadores de lectura (RP), de escritura (WP), de datos (DP) o apuntadores a celdas vacías (FP). Notamos que los apuntadores a celdas vacías tienen asociado el valor 0, es decir $r(i)$ es igual a $(FP, 0)$ para cualquier celda de datos i vacía. Por otro lado, para cualquier cola c entre 1 y n , la celda de datos i contiene un dato de la cola c si $r(i) = (DP, c)$. Si la cola c tiene información, el dato a leer se encuentra en la celda de datos i tal que $r(i) = (RP, c)$. Finalmente, la escritura de la cola c inserta el dato en la celda de datos $i+1$ tal que $r(i) = (WP, c)$. Esto indica que r , restringida al rango $\{RP, WP\} * 1..n$, se comporta de manera inyectiva. Las celdas de datos se modelan por una función m que tiene el mismo tipo que f ; la única diferencia está en que m contiene en sus celdas el estado vacío (EC) o no vacío (NE) de cada cola, en vez de únicamente el valor BS que marcaba el inicio de una cola en f . Por lo tanto, la invariante de collage que relaciona los arreglos de datos concreto y abstracto es $f = m \cdot + \{(i, BS) \mid i : 1..mx \ \& \ m(i) : \{EC, NE\}\}$. El índice de escritura de cada cola es reemplazado por

una celda del registro de direcciones; la invariante de collage es: $wi(c) = r^{-1}(WP,c)$ para cualquier cola c . En forma similar, el índice de lectura es reemplazado por una celda del registro de direcciones si la cola no está vacía.

Una operación de lectura puede realizarse si existen un índice i de r tal que $r(i) = (RP,c)$, es decir, si la cola c dispone de un apuntador de lectura. Si la cola tiene sólo un dato, condición verificada si $r(i-1) = (WP,c)$, la operación de lectura cambia el estado de la cola a vacía y borra el apuntador de lectura:

$$m := (1..i-2 \text{ r } m) \cup \{(i-1, ES)\} \cup (i..mx-1 \text{ r } (succ ; m)) \cup \{(mx, FM)\} \Psi$$

$$r := (1..i-1 \text{ r } r) \cup (i..mx-1 \text{ r } (succ ; r)) \cup \{(mx, FP, 0)\}$$

La modificación de m es similar a la de f , sólo que el estado de la cola se marca como vacía en la posición $i-1$. En forma similar el registro de direcciones se modifica, recorriendo las celdas y provocando el borrado del apuntador de lectura. Cuando la cola tiene más de un elemento, la operación de lectura hace corrimientos similares sobre las celdas de datos y el registro de direcciones, pero sin borrar ni el estado ni el apuntador de lectura de la cola c . La operación de escritura hace modificaciones en las celdas de datos m similares a las realizadas en f en el refinamiento anterior, cuidando el cambio de estado de las colas cuando se inserta el primer dato. Las operaciones sobre el registro de direcciones incluyen la creación de apuntadores de lectura y de datos, y los corrimientos de las celdas se hacen en sentido contrario a los realizados por la operación de lectura.

TRANSFORMACIONES DE EVENTOS

Los cuerpos de los eventos de las operaciones primitivas y paralelas del último refinamiento contienen una estructura IF-THEN-ELSE que condiciona las acciones de los eventos al estado, vacío o no, de la o las colas sobre la que se realiza la operación.. Las operaciones principalmente especifican qué celdas de datos o del registro de direcciones permanecen sin cambios y cuáles contienen el valor de las celdas contiguas, similar a la especificación de la operación de lectura. Esas operaciones sobre m y r pueden realizarse de

manera equivalente utilizando el operador paralelo Ψ . Así, por ejemplo, la lectura de la cola c cuando ésta tiene sólo un dato se implementa así:

$$m(1) := m(1) \Psi \dots m(i-2) := m(i-2) \Psi m(i-1) := ES \Psi$$

$$m(i) := m(i+1) \Psi \dots m(mx-1) := m(mx) \Psi m(mx) := FM \Psi$$

$$r(1) := r(1) \Psi \dots r(i-1) := r(i-1) \Psi r(i) := r(i+1) \Psi \dots$$

$$r(mx-1) := r(mx) \Psi r(mx) := (FP, 0)$$

Esta es una primera transformación que debe realizarse sobre cada uno de los eventos de las operaciones de la MAC.

La segunda transformación consiste en fusionar en un solo evento las operaciones de la transformación anterior. Esto conlleva a tener el código de las operaciones distribuido en una serie de instrucciones IF-THEN-ELSE. De manera simplificada, podemos esquematizar el código de la siguiente manera:

```

IF cond1 THEN
m(1):=m(x1)Ψ...m(mx):=m(xmx)Ψr(1):=r(y1)Ψ...r(mx):=r(xmx)
THENIF cond2 THEN
m(1):=m(z1)Ψ...m(mx):=m(zmx)Ψr(1):=r(u1)Ψ...r(mx):=r(umx)
...
END

```

donde *cond1*, *cond2*, ... etc. son las condiciones sobre el tipo de operación y el estado de la cola donde se realiza la operación. Los índices x_1, \dots, x_{mx} , ... etc. dependen también del tipo de operación a realizar.

La última transformación consiste en descomponer la estructura IF-THEN-ELSE en mx estructuras condicionales, que se ejecutan en paralelo, una por cada índice de celda: $IF_1 \Psi IF_2 \Psi \dots IF_{mx}$, donde cada estructura IF_i tiene la siguiente forma:

```

IF cond1 THEN
m(i):=m(xi) Ψ r(i):=r(yi)
THENIF cond2 THEN
m(i):=m(zi) Ψ r(i):=r(ui)
...
END

```

De estas estructuras se obtiene el código de las celdas de control de la MAC que se describe en la siguiente sección.

IV. IMPLEMENTACIÓN DE LA MAC CON VHDL

En esta sección se describen los detalles del diseño lógico e implementación de la MAC con el lenguaje VHDL. Asimismo, se presentan algunos

resultados de las pruebas de simulación lógica realizadas sobre sus partes más relevantes.

De ahora en adelante, identificamos por M y RD los arreglos de datos y de direcciones denotados por las funciones m y r de la sección anterior. En la Figura 3 se muestra una de las mx localidades que contiene la MAC. Cada localidad está constituida por una celda del registro de direcciones RD , una

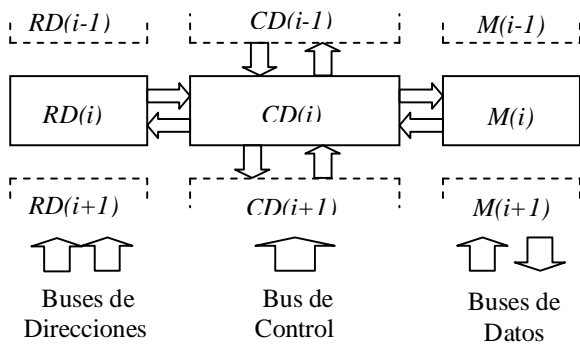


Figura 3. Una Localidad de la MAC

celda del módulo de almacenamiento de datos M , y una celda del módulo de control CD .

Cada celda $CD(i)$ para cualquier i entre 1 y mx controla su correspondiente celda de almacenamiento $M(i)$ y su celda del registro de direcciones $RD(i)$. Además, envía y recibe señales de referencia hacia y desde las celdas $CD(i+1)$ y $CD(i-1)$. Tales señales hacen que las celdas de almacenamiento $M(i)$ y las del registro $RD(i)$ realicen simultáneamente operaciones *primitivas* que concretan la operación de escritura/lectura deseada.

Las operaciones *primitivas* son: escritura o lectura de dato, lectura y escritura de dato, desplazamiento de dato hacia abajo o hacia arriba, escritura o lectura de estado de cola, creación o eliminación de apuntador de dato, creación o eliminación de apuntador de lectura, ninguna operación. La operación u operaciones *primitivas* realizadas por las celdas de almacenamiento $M(i)$ y las del registro $RD(i)$ dependen de la operación fundamental o paralela a ejecutarse y de la posición relativa de la celda de control con respecto a las demás localidades de la MAC. Esto da origen a 38 casos diferentes, los cuales hemos

sintetizado en una tabla que tomamos como base para la implementación con VHDL.

Al analizar el modelo de la MAC en el nivel de operaciones primitivas, inferimos los tipos de circuitos que se requieren en cada celda para llevar a cabo las operaciones *primitivas*. De esta forma se observó la necesidad de definir cinco señales de entrada y salida entre una celda $RD(i)$ y otra $CD(i)$, así como siete señales de entrada y salida entre una celda $CD(i)$ y su correspondiente $M(i)$. Por otra parte, se crearon 15 señales de entrada y salida para controlar la interacción de una localidad con sus dos vecinas. Además, se agregan a cada celda $CD(i)$ cuatro señales externas de control y los buses de escritura y lectura. De esta forma, nuestra tabla de casos contiene 20 condiciones de entrada y 15 comandos de salida.

La tabla de casos se obtuvo mediante un análisis

		Cinco Casos de Escritura				
Número de Caso		1	2	3	4	5
Condiciones de Entrada	CW	1	1	1	1	1
	CR					
	CWR					
	CRW					
	RD=FREE					0
	RD=WW	1	1			
	RD=RR					
	RD>WW			1	1	1
	RD>RR					
	RD<WW					
	RD<RR					
	CAW					
	CAR					
	CPW					
	SS	0	1			
CSWA						
CSRA						
CAWA			1	1	0	
SSCS						
SSCA			0	1		
Comandos de Salida	HRD			1	1	1
	HM	1		1	1	1
	ENVD	1				
	EVD					
	SORD					0
	CADD				1	
	CARR			1		
	SOM			1	1	0
	SIM			0	0	0
	HLM					
	IAWA					
	IARA					
	ISWA	1	1			
	IASS					
	ISSS	0	1			

Tabla 1. Cinco casos derivados de operaciones simples (los primeros cinco casos de escritura).

exhaustivo del comportamiento de cada una de las regiones de la MAC [6], de acuerdo con el análisis de la sección precedente. Por ejemplo, los casos 1 y 2 se presentan en la localidad con índice i , que es apuntada por un apuntador de escritura (WP,c), sobre una cola c . Lo interesante de estos dos casos está en determinar si cambia el estado de la cola c . La condición de entrada es: $RD(i) = (WP,c)$. El estado de la cola c a escribir es vacío (EC -caso 1-) o no vacío (NE -caso 2-). La acción de control de la celda $CD(i)$ consiste en escribir el estado NE de la cola c en la celda $M(i)$. En el caso 1 el estado se cambia de NE a EC . En el caso 2 se mantiene en estado NE

En la Tabla 1 se muestran los primeros cinco casos que se derivan de operaciones simples, y que corresponden a operaciones de sólo escritura. En dicha tabla se observa que, para el caso 1, se activan las siguientes condiciones de entrada: $CW=1$ para indicar operación de sólo escritura, $RD=WW$ para indicar que la localidad observada es apuntada por una dirección de escritura y $SS=0$ para indicar que la cola donde se va a escribir se encuentra vacía. Asimismo, podemos observar la activación de los siguientes comandos de salida: $HM=1$ que habilita a la celda M correspondiente para modificar su estado, $ENVD=1$ para fijar un estado no-vacío, $ISWA=1$ para indicarle a la celda siguiente que deberá escribir un dato y $ISSS=0$ para enviar el estado de la cola a la celda siguiente.

PRUEBAS DE SIMULACIÓN LÓGICA

Durante la simulación lógica obtuvimos gráficas de

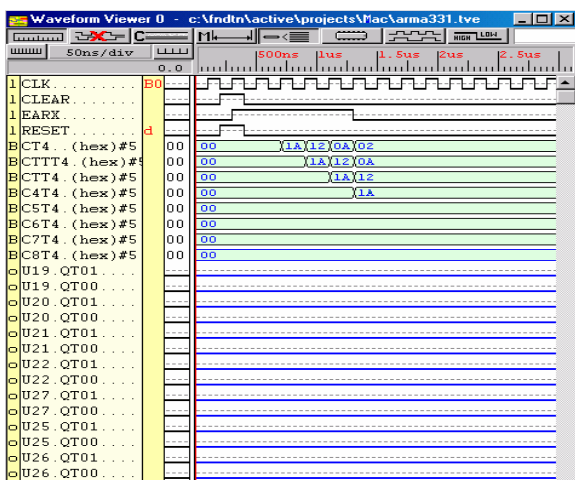


Figura 4. Inicialización de la MAC
3 al 5 de octubre de 2007 Azcapotzalco México

tiempo de las señales de la celda de control para los 38 casos que presenta la MAC. También, probamos la inicialización de nuestra memoria para observar la creación automática de los apuntadores, tal como se muestra en la Figura 4.

El resultado de una prueba con una operación paralela se muestra en la Figura 5. Dicha prueba consiste en escribir un dato en la cola 1 y leer otro en la cola 3. Al iniciar la operación, cada cola tiene un dato. Se observó que, después de la operación paralela, la escritura deja a la cola 1 con dos datos, y la lectura deja vacía a la cola 3.

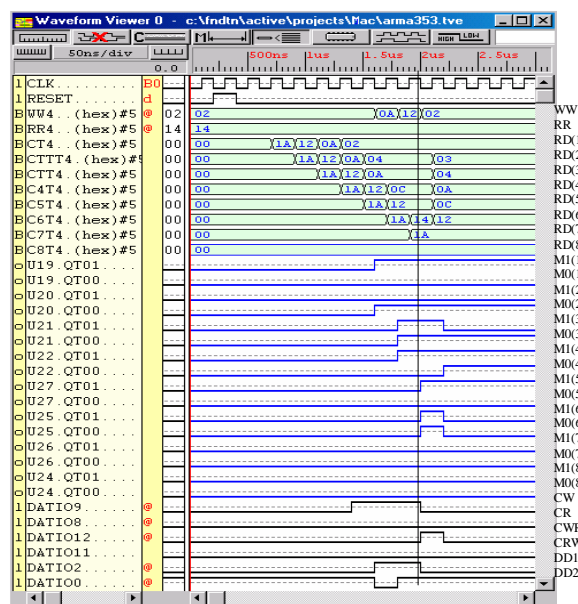


Figura 5. Prueba de la MAC con una operación paralela de escritura/lectura.

En resumen, realizamos un conjunto de pruebas sobre la MAC con operaciones fundamentales simples y paralelas, de manera que se cubrieran todas las condiciones posibles.

V. CONCLUSIONES

Hemos presentado el diseño de una memoria de acceso concurrente (MAC) que puede usarse en aplicaciones de tratamiento de señal por su alto rendimiento.

El diseño de la memoria se hizo en el marco del método B que permite obtener un código “correcto por construcción”. El código obtenido a través del

desarrollo en B es manualmente codificado en VHDL para ser simulado y eventualmente implementado en FPGAs.

La metodología B garantiza, a través de una serie de pruebas dentro del cálculo de predicados y del cálculo de la más débil precondition, que el código que se implanta en VHDL realiza las operaciones de la MAC sobre diferentes colas, modeladas por secuencias de datos, respetando una política de acceso FIFO. Esta técnica contrasta con las técnicas basadas en simulación, propias de los lenguajes de descripción de *hardware*, donde no se puede obtener la garantía completa del funcionamiento correcto de un dispositivo. Sin embargo, esta seguridad en la corrección del algoritmo, se paga en la serie de refinamientos a realizar así como en el número y complejidad de las pruebas a demostrar. Con el fin de garantizar que las pruebas del modelo inicial y de sus refinamientos no contienen errores, hemos utilizado el probador de teoremas *Click'n Prove* [3]. Esta herramienta nos ayudó a demostrar, automática o interactivamente las diferentes pruebas.

Las pruebas experimentales al nivel lógico, las realizamos utilizando un paquete de *software* distribuido por *Xilinx*. En ellas contemplamos todas las situaciones en que pueden encontrarse las colas, durante cada tipo de operación. De esta forma se crearon los 38 casos posibles de las localidades de nuestra MAC. El funcionamiento correcto del modelo bajo las condiciones de prueba propuestas, nos demuestra el funcionamiento exitoso de la MAC.

Como trabajo futuro, pensamos estudiar la generación automática de código VHDL a partir de un refinamiento en B, completando así el ciclo de producción de *hardware*, así como aplicar la metodología al diseño de otros sistemas para el procesamiento de señales.

VI. REFERENCIAS

- [1] Abrial J.-R., *The B Book, Assigning Programs to Meanings*, Cambridge University Press, 1996.
- [2] Abrial J.-R., *Event Based Sequential Program Development: Application to Constructing/a Pointer Program*. In FME 2003: Formal Methods, International Symposium of Formal Methods, LNCS 2805, pages 51–74. Springer-Verlag, September 2003.
- [3] Abrial J.-R. and D. Cansell. *Click'n Prove: Interactive Proofs within Set Theory*. In Theorem Proving in Higher Order Logics, 16th International Conference, TPHOLs 2003, LNCS 2758, pages 1–24. Springer-Verlag, 2003.
- [4] Abrial J.-R. and L. Mussat. *Introducing Dynamic Constraints in B*. In B'98: Recent Advances in the Development and Use of the Method, LNCS 1393, pages 83–128. Springer-Verlag, april 1998.
- [5] Dijkstra E. W., *A Discipline of Programming*, Prentice Hall 1976.
- [6] Jiménez F. A., De Luca P. A., “Flow Control Design For a Flexible and Adaptive Router in Parallel Systems”, *Journal of Applied Sciences & Technology*, Vol. 2, No. 1, March 2004.
- [7] Peña G. M., A De Luca P., “Capture of Events MIDI in Parallel With FPGA”, *Journal of Applied Sciences & Technology*, Vol. 1, No. 1, March 2003. (p:54).
- [8] Rabiner L.R., R.W. Schafer, *Digital Processing of Speech Signals*, Prentice Hall.1978.
- [9] Rabiner L. Juang, *Fundamentals of Speech Recognition*, Prentice Hall, 1993.
- [10] Ruiz Barradas H. and Didier B. “A Fixpoint Semantics of Event Systems with and without Fairness Assumptions”. In Fifth International Conference on Integrated Formal Methods IFM 2005, LNCS 3771. Springer-Verlag, 2005.

MODELADO DE UNA MONOCELDA DE COMBUSTIBLE DE INTERCAMBIO DE PROTONES

J. Morales-Morales¹, C.-M. Astorga –Zaragoza¹, J. Reyes-Reyes², Ulises Cano-Castillo³

¹Departamento de Electrónica
Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Interior Internado Palmira S/N, Cuernavaca, Morelos, México
Tel. 777 362-77-70, correo electrónico: astorga@cenidet.edu.mx.

²Instituto Tecnológico de Zacatepec
Col. Centro, C.P. 62780, Zacatepec, Morelos, México
Tels: 734-3431394, correo electrónico: juanreyesreyes@ieee.org

³Instituto de Investigaciones Eléctricas,
Col. Palmira, C.P. 62490, Cuernavaca, Morelos, México
Tel. 777 362-38-11, Correo electrónico: ucano@iie.org.mx

RESUMEN

En este artículo, se presentan las características de una monocelda de combustible de intercambio de protones tomando en cuenta las pérdidas de la celda como son: pérdidas por concentración, por activación y óhmica. El modelo también toma en cuenta la dinámica de la presión a la salida del canal del ánodo. En la parte final se presentan las simulaciones de lo anterior

Palabras clave: celdas de combustible, PEM, pérdidas de la celda de combustible, voltaje de la celda, modelo matemático.

I. INTRODUCCIÓN

La tecnología de celdas de combustible ofrece alta eficiencia y bajas emisiones de contaminantes y un futuro prometedor en la generación de energía de este siglo [1-2]. Actualmente el desarrollo en celdas de combustible de intercambio de protones (PEMFC por sus siglas en inglés) es viable para aplicaciones vehiculares, equipos portables o plantas de energía estacionaria. Un típico sistema de energía de celdas de combustible consiste de numerosos componentes interconectados tal como presentan Pukrushpan *et al.* [3].

En este artículo se presenta un modelo de la celda de combustible tipo PEM en el cual se

incluye la dinámica de la presión parcial del hidrógeno en la salida del canal del ánodo y las pérdidas de voltaje. Éstas son: pérdidas de activación, óhmicas y pérdidas por concentración. Por otro lado los estudios de simulación son favorables para el estudio de los fenómenos internos en una celda y en un futuro hacer un control de un sistema de celda de combustible. En la sección II se presentó el modelo a utilizar. En la sección III se presentan las simulaciones correspondientes. En la sección IV se comentan las conclusiones.

II. MODELADO Y CARACTERISTICAS DE UNA MONOCELDA DE COMBUSTIBLE DE INTERCAMBIO DE PROTONES.

Una celda de combustible (Fig. 1) es un dispositivo electroquímico que convierte la energía química directamente en energía eléctrica, agua y calor [4].

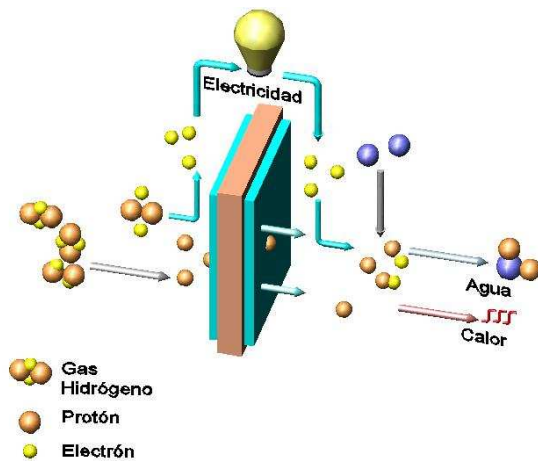


Fig. 1. Esquema básico de una celda de combustible.

El voltaje termodinámico reversible de la celda de combustible es determinado mediante las concentraciones de los reactivos en los lugares de reacción. Cabe mencionar que la nomenclatura de las ecuaciones se encuentra en la tabla 2. El voltaje reversible puede expresarse [1]:

$$E = 1.229 - 8.256 \times 10^{-4} (T - 298.15) + 4.308 \times 10^{-5} * T \left(\ln(P_{H_2}^{av}) + \frac{1}{2} (P_{O_2}^{av}) \right) \quad (1)$$

La fuerza electromotriz de la Ec. (1) se conoce como voltaje de Nernst y es el voltaje que podría existir en una presión y temperatura dada.

El voltaje operacional de la celda de combustible difiere del valor teórico. En la práctica el voltaje es menor que la Ec. (1). Este es el resultado de pérdidas o irreversibilidades. Estas irreversibilidades en la celda de combustible son principalmente: pérdidas de voltaje por activación (V_{act}), pérdidas de voltaje óhmico (V_{ohm}) y pérdida por transporte de masa o por concentración (V_{masa}). Para la monocelda, el voltaje neto es:

$$V_{Monocelda} = E - V_{act} - V_{ohm} - V_{masa} \quad (2)$$

La pérdida de voltaje por activación es la pérdida de voltaje que se origina al conducir las reacciones químicas en las superficies de los electrodos. La ecuación que describe la pérdida por

activación es conocida como ecuación de Tafel dada por la fórmula empírica según Larminie [1]:

$$V_{act} = \frac{RT}{2\alpha F} \ln \left(\frac{j}{j_0} \right) \quad j > j_0 \quad (3)$$

La densidad de corriente de intercambio depende de la temperatura, la presión, el tipo de catálisis y la superficie de área.

La pérdida de voltaje por transferencia de masa (V_{conc}) permite describir el sobrepotencial generado por un gradiente de concentración en los reactivos, producidos por el fenómeno de transporte de masa, ésta pérdida esta descrita mediante la ecuación:

$$V_{mass} = -B \ln \left(1 - \frac{j}{j_{lim}} \right) \quad j < j_{lim} \quad (4)$$

donde B es la constante que depende de la celda de combustible y las condiciones de operación.

La pérdida de voltaje óhmico (V_{ohm}) es ocasionada por la resistencia al flujo de electrones de los electrodos y demás interconexiones por la cuales fluye la corriente eléctrica.

En un conductor real se presenta una pequeña oposición al flujo, debido a la propiedad del material utilizado. La temperatura en la que opera esta oposición al flujo se puede denominar resistencia electrónica R_e según Balkin [5] y Ampehlett [6].

La conducción de protones en la membrana está limitada por el contenido de agua en su interior y por la temperatura de operación. Esta oposición puede describirse como la oposición al flujo de electrones según Balkin [5] y Ampehlett [6] también conocido como la resistencia de la membrana R_m . Las pérdidas óhmicas son proporcionales a la densidad de corriente (j) y son llamadas también pérdidas resistivas. Esta pérdida está dada por [5-7]:

$$\eta_{ohm} = (R_m + r) j \quad (5)$$

donde r es la suma de otros componentes de la celda de combustible incluyendo resistencia de contacto y resistencia de los electrodos.

La densidad de corriente está dada por la ecuación:

$$i = \frac{I}{A_m} \quad (6)$$

Nótese que en la Ec. (1) es necesario saber las presiones promedio ($P_{H_2}^{av}$ y $P_{O_2}^{av}$), y está dada por:

$$P_{H_2}^{av} = \frac{1}{2} (P_{H_2out} + P_{H_2in}) \quad (7)$$

$$P_{O_2}^{av} = \frac{1}{2} (P_{O_2} + P_{O_2in}) \quad (8)$$

Para la ecuación anterior se consideran conocidas $P_{O_2}^{av}$ y P_{H_2in} , para la presión parcial a la salida de hidrógeno en el canal del ánodo (P_{H_2out}), es obtenido mediante el balance de masa [8] y es:

$$\frac{d(P_{H_2out})}{dt} = \frac{RT}{Vol_a M_{ain}} \frac{P_{H_2in}}{P_{ain}} F_{ain} \quad (9)$$

$$- \frac{RT}{Vol_a M_{aout}} \frac{P_{H_2out}}{P_{aout}} F_{aout} - \frac{RT}{Vol_a} \frac{nI}{2F}$$

donde $\frac{d(P_{H_2out})}{dt}$ denota la razón de cambio de la presión parcial de hidrógeno a la salida del ánodo (P_{H_2out}) con respecto al tiempo y el flujo másico F_{aout} es dado por:

$$F_{aout} = \frac{Vol_a M_{ain} P_{H_2out}}{RT} \quad (10)$$

III. SIMULACIÓN DEL MODELO

Se realizó la simulación de las pérdidas de voltaje de la monocelda y su curva de polarización para esto se mantuvo constante $P_{H_2}^{av}$ y $P_{O_2}^{av}$.

Para determinar los parámetros del potencial de activación, concentración y óhmico, éstos fueron determinados experimentalmente mediante funciones que están en correlación con la temperatura [2]. Para esto, los gases considerados fueron hidrógeno y oxígeno respectivamente en el canal del ánodo y cátodo. Los parámetros utilizados son descritos en la tabla 1:

Tabla 1. Valores usados para la simulación

$n=1$	$M_{ain} = 0.002 \text{ kg.mol}^{-1}$
$l = 1.83 \times 10^{-4} \text{ cm}$	$M_{aout} = 0.002 \text{ kg.mol}^{-1}$
$A_m = 25 \text{ cm}^2$	$F = 96.485 \text{ Coulomb.mol}^{-1}$
$R = 8.3145 \text{ J/(mol.K)}$	$E_0 = 1.229 \text{ V}$
$T = 333.15 \text{ K}$	$P_{H_2}^{av} = 68947.6 P_a$
$Vol_a = 3.475144833 \times 10^{-6} \text{ m}^3$	$P_{O_2}^{av} = 68947.6 P_a$
$P_{ain} = 68947.6 P_a$	$F_{ain} = 1.73 \times 10^{-7} \text{ kg.s}^{-1}$
$E_o = 1.229 \text{ V}$	$P_{H_2in} = 68947.6 P_a$

En las graficas siguientes se muestran las pérdidas de voltaje V_{act} , V_{ohm} y V_{masa} antes mencionadas, para este caso $P_{H_2}^{av}$ y $P_{O_2}^{av}$ se consideraron constantes aplicando un barrido de carga de 0.0001-19.8 Amperes.

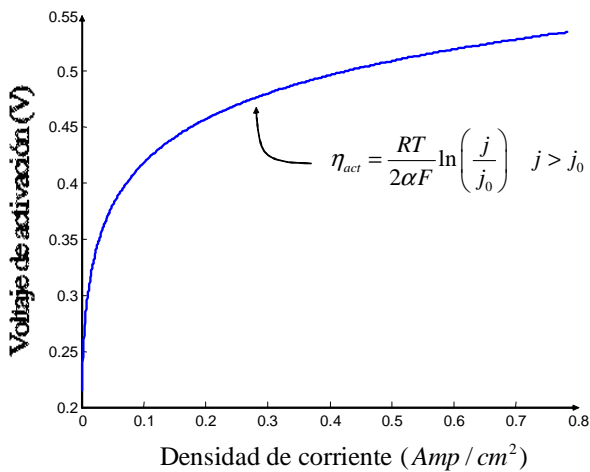


Fig. 2. Pérdida de voltaje por activación

En la figura anterior se observa que al incrementar la demanda de corriente incrementa la pérdida de voltaje y tiene una forma exponencial.

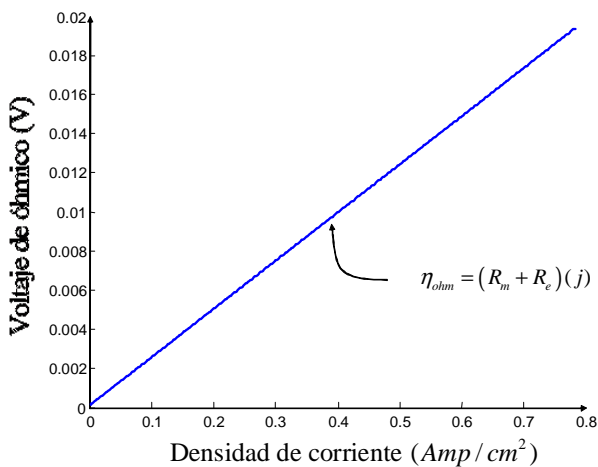


Fig. 3. Pérdida de voltaje óhmico

Nótese en la Fig. 3 que la pérdida de voltaje óhmico tiene un comportamiento lineal en función con la corriente demanda, al igual que V_{act} la pérdida óhmica aumenta entre mas demanda de carga.

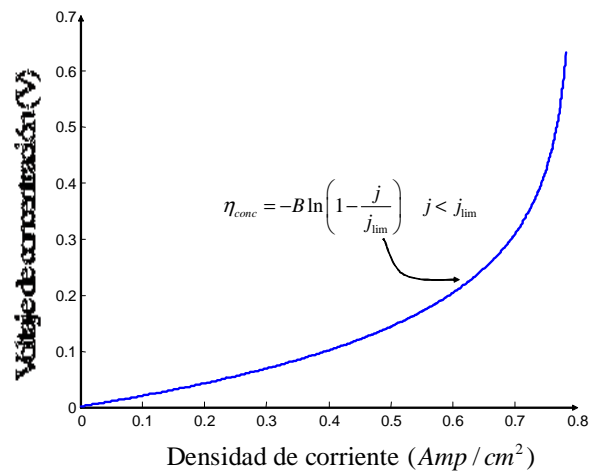


Fig. 4. Pérdida de voltaje por concentración o transferencia de masa.

Esta pérdida de voltaje (Fig. 4) se incrementa en forma exponencial ante más demanda de corriente.

Las pérdidas de voltaje afectan al voltaje operacional de la monocelda como podemos apreciar en la curva de polarización (Fig. 5).

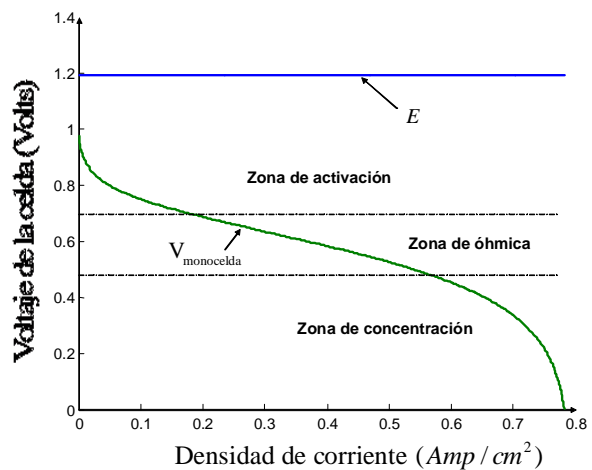


Fig. 5. Curva de polarización

En la Fig. 5 muestra la curva de polarización de la monocelda donde se aprecia la zona de activación, zona óhmica, zona de concentración y la caída de voltaje de la monocelda debido a esas pérdidas conforme aumenta la demanda de

corriente. En las simulaciones siguientes se le agregó la dinámica de presión dada por la Ec. (9) al modelo dado por la Ec. (2). La condición inicial fue $P_{H2out}(0) = 68947.6 P_a$. Para el caso particular se consideró una carga constante de 1 Ampere para observar como influye en el voltaje de la monocelda, así como también en las presiones y flujos másico. Esta carga es denotada por la ecuación:

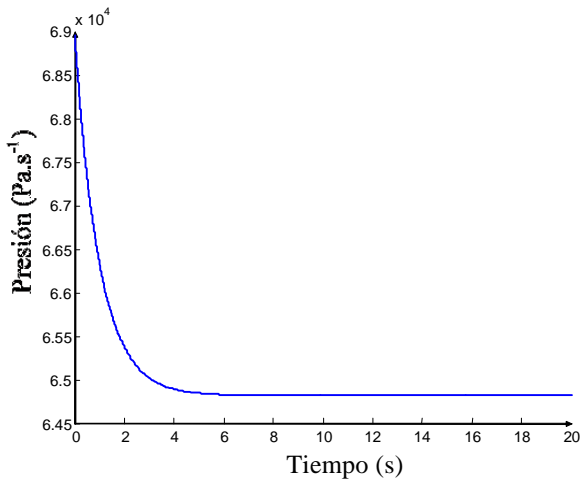


Fig. 6. Presión de hidrógeno a la salida del canal del ánodo.

Se observó que la presión de hidrógeno tiene una caída exponencial llegando a establecerse en una presión constante en tiempo determinado (Fig. 6), esta presión también influye en el flujo másico de salida de hidrógeno (Fig. 7).

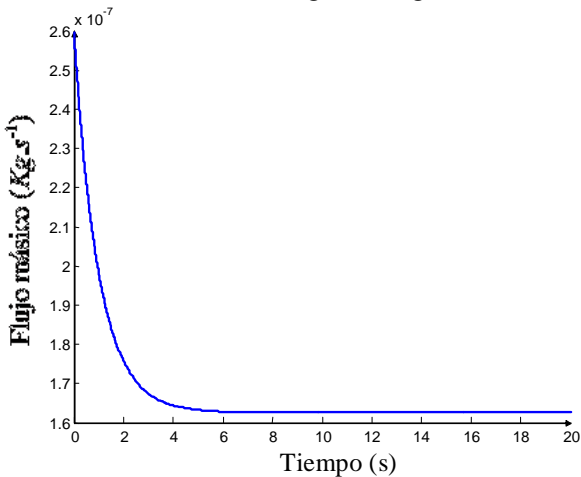


Fig. 7. Flujo másico a la salida del ánodo.

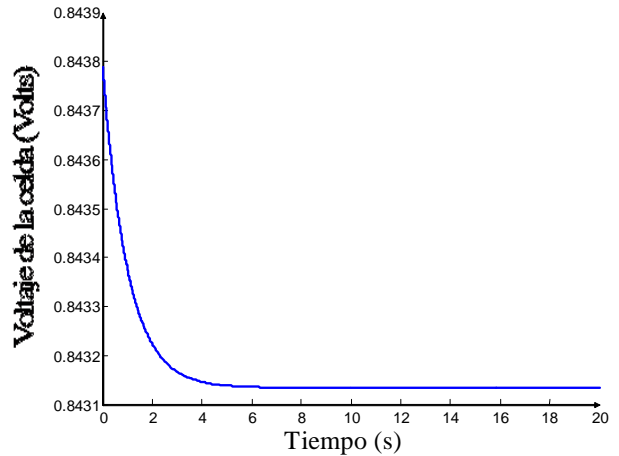


Fig. 8. Voltaje de la monocelda.

En la Fig. 8 vemos como la presión influye en el voltaje de la monocelda presentando un comportamiento exponencial antes de llegar a establecerse en un valor determinado de voltaje.

IV. CONCLUSIONES

Se presentó las simulaciones correspondientes al modelo de la monocelda de combustible de intercambio de protones (PEM). En el modelo se incluyeron pérdidas de voltaje por activación (Fig. 2), óhmicas (Fig. 2) y concentración (Fig. 3) mismas que influyen en el voltaje de la monocelda. Después se le agregó al modelo dado por la Ec. 2 la dinámica de presión (Ec. 9), en donde incluye el flujo másico a la salida del ánodo (Ec. 10) que esta en correlación con la presión de hidrógeno. Se observó que la presión de hidrógeno de salida del canal del ánodo (Fig. 6) influye en el voltaje de la monocelda presentando un comportamiento exponencial antes de establecerse al valor correspondiente a la carga demandada (Fig. 8).

Tabla 2. Nomenclatura.

A_m	Área de la membrana (cm^2)
E	Voltaje teórico de la celda (V)
F_{ain}	Flujo de masa total en la entrada del ánodo ($kg.s^{-1}$)
F_{aout}	Flujo de masa total en la salida del ánodo ($kg.s^{-1}$)
I	Corriente total demandada (A)
j	Densidad de corriente ($A.cm^{-2}$)
j_{lim}	Densidad de corriente límite ($A.cm^{-2}$)
j_0	Densidad de corriente de intercambio ($A.cm^{-2}$)
M_{ain}	Pesos moleculares promedio de las corrientes de gas a la entrada del ánodo ($kg.mol^{-1}$)
M_{aout}	Pesos moleculares promedio de las corrientes de gas a la salida del ánodo ($kg.mol^{-1}$)
P_{aout}	Presión total de salida en el ánodo (P_a)
P_{ain}	Presión total en la entrada del ánodo (P_a)
P_{H_2out}	Presión parcial de hidrógeno a la salida de ánodo (P_a)
P_{H_2in}	Presión parcial de hidrógeno a la entrada del ánodo (P_a)
$P_{H_2}^{av}$	Valor promedio de la presión parcial de hidrógeno en el ánodo (P_a)
P_{O_2out}	presión parcial de oxígeno a la salida de cátodo (P_a)
P_{O_2in}	Presión parcial de oxígeno a la entrada del cátodo (P_a)
$P_{O_2}^{av}$	Valor promedio de la presión parcial de oxígeno en el cátodo (P_a)
R_m	Resistencia de la membrana (Ω)
T	Temperatura de la celda (K)
$V_{Monocelda}$	Voltaje operacional de la monocelda (V)
Vol_a	Volumen del ánodo (m^3)
V_{act}	Pérdida de voltaje por activación (V)
V_{ohm}	Pérdida de voltaje óhmico (V)
V_{masa}	Pérdida de voltaje por concentración o transferencia de masa (V)

V. REFERENCIAS

- [1] J. Larminie y A. Dick, “**Fuel Cell Systems Explained**”. John Wiley & Sons, LTD. 2000.
- [2] E. Escobedo y L. Zamora, “Modelado dinámico de celdas de combustible, Tesis Maestría, 2006, CENIDET.
- [3] J. T. Pukrushpan, A.G. Stefanopoulou y H. Peng, “Control of Fuel Cell Power Systems: principles, modeling, analysis and feedback design”, Editorial: Springer, 2005, pags. 8-9.
- [4] EG&G Service, Parsons, Inc., “Fuel Cell Handbook”, Fifth Edition, U.S., Department of Energy, Office of Fossil Energy, October 2000.
- [5] A.R. Balkin, Modeling a 500W Polymer Electrolyte Membrana Fuel Cell, Thesis, Faculty of Engineering, University of technology, Sydney, Australia, 2002.
- [6] J. Ampelett, R. Baumert, R. Mann, B. Peppley y P. Roberge, “ Performance Modeling of the Ballard Mark IV solid Polymer Electrolyte Fuel Cell”, Journal of the Electrochemical Society, 142, 1, 1995, pags. 1-8.
- [7] J. Correa, F. Fanet y L. Canna, “An analysis of the Dinamic Performnace of Proton Exchange Membrane Fuel Cell Using an Electrochemical Model”, 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001, pags. 141-146.
- [8] J. T. Pukrushpan, A. G. Stefanopoulou, y H. Peng, “Modeling and control for PEM fuel cell stack system” in Proc. Amer. Control Conf., Anchorage, Alaska, 2002, pags. 3117–3122.

MODELING BIOELECTRONICS INTERACTIONS USING TELEOREACTIVE ROBOTICS TECHNIQUES

Ramiro Garza-Domínguez, Antonio Quiroz-Gutiérrez.

Centro de Tecnologías de Información, Universidad Autónoma del Carmen,
Av. 56 #4, C. P. 24180, Ciudad del Carmen, Campeche, México
Correo electrónico: rgarza@pampano.unacar.mx, zerreit@yahoo.com.

ABSTRACT

In this paper we present a computational model of the double electronic mobility in biology. This phenomena according with Szent-Görgyi hypothesis of a double life origin has a special relevance in biomedicine, since it will demonstrate that such pathology as cancer more than a disease itself it is result of an inherited double-electronic behavior in life molecules. This particular double electronic behavior which is the essential character of living organism, is not only important in biology, but still to many uses of it are expected in this new era of spintronics and new quantic mechanism as entanglement and superposition that are now used by engineers thinking in nanotechnology and robotics design. Designed to study the behavior of the molecules involved in the alfa-beta transition of life. The model proposed is based on the concepts of the reactive robotics paradigm, specifically in the Teleoreactive architecture. We have modeled the different molecules involved in the alfa-beta transition, as abstract reactive robots situated in a two dimensional grid-space world, each one with its own behavioral schema. The computational model presented in this paper has demonstrated to be an interesting tool for the study and the analysis of the submolecular processes of life.

I.-INTRODUCTION

According with Szent-Görgyi hypothesis in nature, there are two groups of proteins: soluble proteins and insoluble proteins [1, 2-4]. The soluble ones are present in our body dissolved in molecular dispersion; these proteins perform simple functions, which need no specially reactive or mobile electrons. The insoluble proteins are linked together to structures; all the more complex animal functions are performed by structures, that is, molecules linked to complex systems. These structures demand mobile and highly reactive electrons. In Agreement with this hypothesis, in the origins of first primordium of life, the life forms were very simple, which in order to make life continuous, had to proliferate as fast as conditions permitted. The protein molecules formed must have been rather stable; they had to be closed-shell molecules with their electrons arranged in pairs. This stage of biological organization Szent-Görgyi called the alfa state [2-4]. As the earth cooled and the surrounding water vapor condensed, eventually, red light could reach the surface. With the energy of the captured photons the living systems separated the elements of water, releasing the oxygen into the atmosphere. So in the second life-origin primordium Oxygen was an electron acceptor, which could induce profound changes in the

nature of the protein by separating its electron pairs, making highly reactive free radicals out of its inert closed-shell molecules, creating unbalanced forces which could link proteins together to increasing complex structures which perform increasingly complex reactions, leading to differentiation and to a new state of the living systems that he called beta state [2-4].

In this paper we present a computational model of the electronic mobility in biology, designed to study the behavior of the molecules involved in the transition of the alfa state into the beta state of life. The long term goal of this work is to develop a robust and detailed simulation model, to study the dynamics of the sub molecular processes of life. The model presented in this paper is the first step in this direction. This model is based on the concepts and techniques of the reactive robotics paradigm, specifically in the Teleoreactive architecture. We found the reactive robotics framework, as a very interesting approach to model individual molecules, interacting in a common environment. We model four types of molecules, all of these entities are represented as abstract reactive robots situated in a two dimensional grid-space world, each one with its own behavioral schema. We are interested in the study of the emergent behavior and dynamics of the system. In section 2, we present a review of the Szent-Görgyi hypothesis. In section 3, an overview of the theory of electronic mobility in biology. In section 4, we describe the electronic mobility reactive model. In section 5 we show a first approximation of the simulation. Finally, in section 6 we present the conclusions of this work.

II.- SZENT-GÖRGYI HYPOTESIS

Albert Szent-Görgyi proposed in 1941 a hypothesis intended to show that life more

than a molecular function, was an electronic function. Now we know that life is the result of transfer of charges and spins. For him, the subtle and complicated chemical reactions that generate life could not be explained as molecular functions only, according to his words: “*the large macromolecules of living beings are no more, than the scenary of the phenomenon which we call life, where electrons should be the actors*”. He said, “*we would only be able to control such phenomena as cancer, when we recognized these facts*” [1, 2-7].

Recently this old hypothesis has been reviewed with special interest to the copper (Cu) different electronic states, their interaction with oxygen (O) and the free radicals (FR) and an important role played by Cu in the sodium potassium compartmentalization in the double origin of life has been proposed [1].

According to his hypothesis, the first primordium of the life origin happened some three billion years ago when our planet experienced very different conditions than today: There was no light, no oxygen (O) in the air, the atmosphere, rich in methane – above 40% in contrast to $\pm 0.40\%$ today, – was eminently reductive –there were many electron donors but few acceptors. Life in those conditions could not evolve much; and only simple coacervate forms were achieved, which in order to survive had to actively reproduce themselves. Szent-Görgyi proposed that this type of life, which he denominated *state α* , was characterized by the integration of stable proteins without polarity, with no free extremes or head that could unbalance them; so likewise they were closed molecules as the coacervates in which they were found. Later when the photosynthesis began the planet situation changed and a second primordial, *state β* , now aerobic, took place. The later one characterized by the dependency

of a large electronic activity, capable of performing respiration, which made it 16 times more efficient in obtaining chemical energy from sugars [4, 8].

Although he proposed three different functions for the O, Szent-Görgyi did not know in his time, that cells were originated in a symbiotic step between mitochondria and nucleus, so each nucleus of our cells is anaerobic, and the cytoplasm is aerobic; therefore, each cell holds within itself the two *primordia* of the origin of life, the alfa *primordium* in the nucleus and the betha one in the cytoplasm, and even the different pathologies which superior vertebrates undergo, have left a trace of these two biological origins. In his time, it was unknown that the divalent copper (Cu^{++}) existed as 3 chemical different species in biology, since this element is characterized by forming three types of complexes and they behave in very different ways from being diamagnetic, paramagnetic and even superconductor; depending the latter on the relations Cu-O [9,10]. Neither was it known at that time that the seas that gave origin to life, recently called *metanogenesis* [11], had much higher sodium chloride (NaCl) concentrations than today. That is why it has been proposed that the halosteric stress is not a stress but likewise an essential characteristic of the first forms of life in the planet [12]. This is a very remarkable characteristic in the progression of cancer [1]. Neither was it known that the absence of the ozone layer in the first primordial allowed an ultraviolet radiation influx approximately 100 times larger than today's [13, 14]. Was it neither known that there was an obvious principle most of the living systems accomplish, they are 98% alike to their parents *whereas cancer cells do not have this degree of genetic continuity* [8]. Furthermore, as recently shown in archaeo bacteria of the first *primordium*, there is a horizontal transmission of genes, which in the 1960s was documented, and called by the author genetic recombination [8, 15-17].

III.-ELECTRONIC MOBILITY IN BIOLOGY

Proteins can be divided into two groups: proteins, present in our body dissolved, in molecular dispersion, and proteins which are linked together to structures, which, by definition are insoluble [2-4]. The soluble ones perform the simple vegetative functions, which need no specially reactive or mobile electrons. Contrary to this, all the more complex animal functions are performed by structures, that is, molecules linked to complex systems, and transform chemical energy into some sort of work. It is these structures which demand mobile and highly reactive electrons. When life originated some three billion years ago, our globe must have been a very unpleasant place, hot and dark, being surrounded by a heavy layer of water steam. There was no light and no oxygen. Under those conditions life could have built only the simplest forms, which, to make life continuous, had to proliferate as fast as conditions permitted [2-4]. The protein molecules formed must have been rather stable, with no loose ends or unbalanced forces. They had to be closed-shell dielectric molecules with their electrons arranged in pairs. There must have been a strongly reducing atmosphere containing chiefly electron donors but no electron acceptors. This stage of biological organization is called the alfa state [1-2]. At this stage the main functions of living systems must have been fermentation and proliferation. Neither of these demands structure of specific electronic qualities. Proliferation was favored by the absence of structures and the simplicity of design.

As the earth cooled and the surrounding water steam condensed, eventually, red light of long wavelength could reach the surface of the earth. With the energy of the captured

photons the living systems separated the elements of water, fixing the Hydrogen to carbon, creating foodstuffs, while releasing the oxygen as O₂ into the atmosphere. Oxygen is an electron acceptor, which could induce profound changes in the nature of the protein by separating its electron pairs, making highly reactive free radicals out of its inert closed-shell molecules, creating unbalanced forces which could link proteins together to increasing complex structures which perform increasingly complex and subtle reactions, leading to differentiation and to a new state of the living systems called beta state [1-4]. Electrons in closed-shell molecules are arranged in pairs which occupy the same orbital, spinning in opposite direction, and balancing each other magnetic moments. If the pair is separated, a highly unbalanced situation results. This delocalized nature of electrons, called mobility, has an important role in biology, making the rapid interactions possible [1, 2]. Oxygen is a bivalent acceptor, it takes up electron pairwise, and doing so simply oxidizes off a whole electron pair, makes the molecule smaller, but does not turn it into reactive free radicals. This can be done only by monovalent acceptors which accept but one electron. If an O of the oxygen molecule is linked to a C, a carbonyl is formed, which is a monovalent acceptor, but the C=O is a weak acceptor, its electronic system is too small to accommodate easily an additional whole electron. But if two C=Os are linked together then the two electronic systems fuse to a wider system which is strong acceptor. So these dicarbonyls possess the qualities needed to act as electron acceptors for protein. By the transfer of electrons to dicarbonyls the closed-shell dielectric proteins of the alfa period could be transformed into free radicals [1, 2]. The cell contains dicarbonyls in a very low concentration while it contains a great quantity of protein. So dicarbonyls could not

act as final electron acceptors for protein, they could act as acceptors only if they could transfer the accepted electrons to another electron acceptor present in greater quantity, and the only one present in tissues in unlimited quantity is the oxygen the universal final electron acceptor of the biosphere.

IV. THE ELECTRONIC MOBILITY REACTIVE MODEL

In this section we describe the computational model of the electronic mobility in biology proposed in this paper. This model is based on the reactive robotics paradigm.

REACTIVE ROBOTICS

A behavior is the fundamental element of biological intelligence, and will serve as the fundamental component of intelligence in most robot systems [18]. A behavior is defined as a mapping of sensory inputs to a pattern of motor actions which then are used to achieve a task. Schema theory is an object-oriented way of representing and thinking about behaviors [18,19]. Schema theory is used to represent behaviors in both animal and computers. A behavioral schema is composed of at least one motor schema and at least one perceptual schema, plus local, behavior-specific knowledge about how to coordinate multiple component schemas. The motor schema represents the template for the physical activity, the perceptual schema embodies the sensing.

Reactive robotic systems are composed of behaviors, which tightly couple sensing and acting, the organization is sense-act with no plan component [18]. Sensing in the reactive paradigm is local to each behavior. Each behavior has direct access to one or more sensors independently of the other behaviors. Behaviors serve as the basic building blocks

for robot actions. As a consequence the overall behavior of the robot is emergent. Robots are situated agents operating in an ecological niche, it means that the robot is an integral part of the world, when a robot acts it changes the world and receives immediate feedback about the world through sensing. Each behavior may create and use its own internal world representation but there is no global world model as with the hierarchical paradigm [18]. A reactive implementation consists of one or more behaviors, and a mechanism for combining the output of concurrent behaviors. An architecture may specify the structure of the implementation.

THE TELEOREACTIVE ARCHITECTURE

A variety of robots can be built that exhibit surprisingly interesting behavior based on motor responses to rather simple functions of immediate sensory inputs. One convenient representational form for an action function is a production system [20]. A production system comprises an ordered list of rules called production rules. To select and action, the rules are processed starting with the first rule, we look for the first rule whose condition part evaluates to true and select the action part of that rule. Some tasks require acting only until some specific goal condition is achieved. In goal-achieving production systems, the condition part of the rule at the top of the list, specifies the overall goal that we want the action program to achieve, these types of production systems are called Teleoreactive programs [19,20]. In a Teleoreactive program each properly executed action in the ordering works toward achieving a condition higher in the list. Production systems with this property are usually easy to write, given an overall goal for a robot. Teleoreactive programs are also quite robust,

action proceeds inexorably toward the goal [20,21].

ROBOTIC MOLECULES

Based on the reactive robotics ideas mentioned above, in this subsection we describe the computational model of the different molecules involved in the alfa-beta transition of life. As mentioned before, the key idea in the submolecular dimension of life is the transformation of the closed-shell dielectric proteins into free radicals, which could link together to increasing complex structures. The dicarbonyls are the main electron acceptors involved in this transformation. In the computational model proposed in this paper, we model four types of molecules, these are: the oxygen, dielectric proteins, dicarbonyls and the free radicals. All of these entities are represented as abstract reactive robots situated in a two dimensional grid-space world, each one with its own behavioral schema. The two dimensional grid-space world is a classic abstract model commonly used in the Artificial Intelligence framework [20]. In figure 1, we show the abstract molecule representation. The s_i location is the sensor of the robotic molecule relative to its actual direction. The four molecules have the same representation, the difference between them, is in their behavioral schema. The behavioral schemas are defined as production systems with a set of rules in a Teleoreactive style, the first rule represents the overall goal.

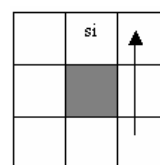


Figure 1. Abstract molecule representation

As mentioned before in the alfa state of life the main function of the dielectric proteins is to proliferate as fast as conditions permitted. In figure 2, the behavioral schema of the robotic dielectric protein is shown. If the dielectric protein detects all its eight adjacent grid-cells empty then it generates a new dielectric protein, setting the s_i location into dielectric protein, simulating the proliferation nature of the alfa state.



Figure 2. Dielectric Protein behavioral schema

Dicarbonyls act as electron acceptors for protein, by the transfer of electrons to dicarbonyls the closed-shell dielectric proteins of the alfa period could be transformed into free radicals [1]. The cell contains dicarbonyls in a very low concentration while it contains a great quantity of protein. In order to transfer the electrons from dielectric proteins to dicarbonyls, dicarbonyls have to transfer the accepted electrons to oxygen the universal final electron acceptor of the biosphere. In figure 3, the behavioral schema of the robotic dicarbonyl is shown. If the dicarbonyl detects a dielectric protein in the s_i location, and an oxygen molecule in any of the other seven adjacent grid-cell locations then it generates a free radical. Simulating the electron transfer chain.

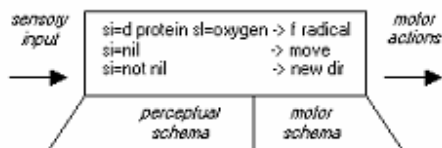


Figure 3. Dicarbonyl behavioral schema

Mobility, the delocalized nature of electrons, has an important role, making the rapid interactions possible. Highly reactive free radicals could link together to increasing complex structures which perform increasingly complex and subtle reactions, leading to differentiation and to a new state of the living systems called beta state [1, 2-4].



Figure 4. Free radical behavioral schema

In figure 4, the behavioral schema of the robotic free radical is shown. If the free radical detects another free radical in the s_i location, then they link together, simulating structure formation. Finally, the behavior of the robotic oxygen in this model is simple, it just moves one grid-cell at a time in one of the eight possible directions, this direction is initially selected at random, when it detects an occupied grid-cell respect to their actual direction, they select a new random direction and continue navigating through the grid-space.

V. SIMULATION AND PRELIMINARY RESULTS

We have developed a computer program in the C++ programming language. With this first prototype we are studying some aspects of the emergent behavior of the system. The

first step to initiate a simulation is to specify the density of the molecules that we want to generate across the grid-space. The density represents the percent of the grid-cells that will be setting with some molecule value, this percentage is relative to the total grid-cells. When these parameters are specified it is possible to initiate a simulation, and study the dynamics of the system. In figure 5 we show an example of the simulation.

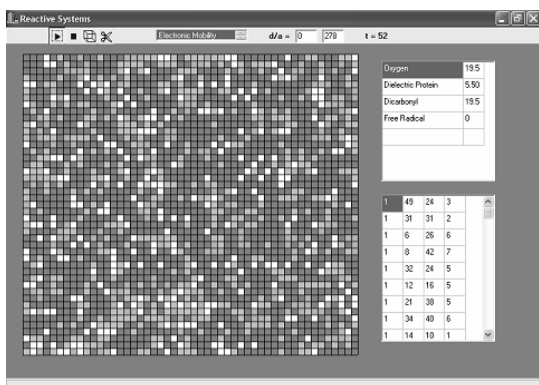


Figure 5. Simulation of electronic mobility

As a first experiment, we tried to find the quotient donor/acceptor necessary to stop the proliferation state, leading to the beta state. We formulated a simple experiment. In figure 6 the results of the experiment are shown. The first three columns correspond to the density of the dielectric proteins, dicarbonyls and oxygen molecules respectively. The fourth column corresponds to the time necessary to halt the simulation, this time is an average of the time of many runs with the same density parameters. When the number of dielectric proteins or dicarbonyls is 0, the simulation halts. The fifth column indicates if the proliferation could be stopped or not, an “A” means that the acceptors could transform all the donors into free radicals, and a “D”, means that the dielectric proteins could proliferate inexorably. In the context of the

simulation, we can say that the breakpoint of the alfa-beta transition is the quotient $D/A=17/5=3.4$, at this point, it is not possible to stop the proliferation state.

DProtein	Dicarbonyl	Oxygen	Time	D/A
5	20.0	20.0	32	A
5	19.5	19.5	35	A
5	19.0	19.0	43	A
5	18.5	18.5	44	A
5	18.0	18.0	80	A
5	17.5	17.5	133	A
5	17.0	17.0	228	D
5	16.5	16.5	172	D
5	16.0	16.0	180	D

Figure 6. Donor/Acceptor experiment results

VI. CONCLUSIONS

A computational model of the electronic mobility in biology, was presented. The long term goal of this work is to develop a robust and detailed simulation model, to study the emergent behavior and dynamics of these molecular interactions. The model presented in this paper is the first step in this direction. This model is based on the concepts and techniques of reactive robotics. We have described the behavioral schemas of the robotic molecules, as well as some preliminary results, based on a simulation program that we are developing. We are studying different relations between the variables involved in the model, formulating different experiments. The computational model presented in this paper has demonstrated to be an interesting tool for the study and the analysis of the electronic dimension of life.

VII. REFERENCES

- [1] Quiroz-Gutiérrez, A. y Juárez-Gordiano, C. *Entomología Mexicana* 4:796-801. 2005.
- [2] Szent-Gyorgyi, A., *Bioelectronics*, Academic Press, New York, 1968.

- [3] Szent-György A. *Science*. 161:988-90. 1968.
- [4] Szent-György A. *Electronic biology and cancer. A new theory of cancer*. Marcel Dekker Inc. U.S.A. 1976.
- [5] Szent-György A. *Proc Natl Acad Sci USA*. 74:2844-7. 1977.
- [6] Szent-Györgyi A. *Proc Natl Acad Sci USA*. 74: 2844-7. 1977.
- [7] Szent-György A. *Physiol Chem Phys*. 12:99-110. 1980.
- [8] Quiroz-Gutiérrez A. *"In Vivo". Ensayos de biología teórica*. Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco. **1992**.
- [9] Juárez G.C., Hernández P.T., Quiroz-Gutiérrez A. y González I. *Rev. Mex. Fis.* **38**, Sup 1: 160-166.1992.
- [10] Quiroz-Gutiérrez A., Hernández P.T., Juárez G.C. & González I. *Rev. Mex. Fis.* **38**, Sup 1: 152-9. 1992.
- [11] Battistuzzi, F.U., Feijao, A. and Hedges, S.B. *BMC Evolutionary Biology* 4:44-9. 2004.
- [12] Minchaca San Juan F. Tesis Maestría en Ciencias, Metodología de la Ciencia. CIECAS. IPN.2002.
- [13] Hedges S.B. *Nature Rev.Genet.*3:838-49. 2000.
- [14] Daubin V., Moran, N.A. y Ochman H. *Science* 301:829-32. 2003.
- [15] Quiroz-Gutiérrez A. Kofman-Alfaro S. y Marquez-Monter H. *Lancet* ii 306. 1967.
- [16] Quiroz-Gutiérrez A. Montaña I. G. e Hidalgo R. I. *Rev. Med. Hosp. Gral.* 31: 645-51. 1968.
- [17] Quiroz-Gutiérrez A. Kofman-Alfaro S. y Marquez-Monter H. *Bol. Est. Med. y Biol.* **25**: 111-117. 1969.
- [18] Murphy, R.R., *Introduction to AI Robotics*, MIT Press, 2000.
- [19] Arkin, R., *Behavior-Based Robotics*, MIT Press, 1998.
- [20] Nilsson, N.J., *Artificial Intelligence: a new synthesis*, Morgan Kaufmann, 1998.
- [21] Nilsson, N.J., "Teleoreactive Programs for Agent Control", *Journal of Artificial Intelligence Research*, 1994, pp. 139-158.

MODULACION Y DEMODULACION DE AMPLITUD Y FRECUENCIA EN UN FPGA: BASE PARA EL DESARROLLO DE UN RADIO DEFINIDO POR SOFTWARE

Valencia Velasco José M., Bazdresch Sierra Miguel

Departamento de Electrónica, Sistemas e Informática
Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Occidente
Periférico Sur Manuel Gómez Morín 8585, Tlaquepaque, Jalisco, C.P. 45090, México
Tel. (33) 3669 3598, correo electrónico: josevv@iteso.mx, miguelbaz@iteso.mx

RESUMEN

En este trabajo se presenta un panorama general acerca de la tecnología de Radio Definido por Software (SDR, *Software Defined Radio*), con ello se pretende dar a conocer la importancia y ventajas de este tipo de sistemas. De igual manera, se muestran conceptos matemáticos útiles para los procesos de modulación y demodulación en frecuencia y amplitud (FM y AM) que nos permiten situarnos en un contexto adecuado para la comprensión e implementación de dichos procesos en un FPGA y que a su vez sirven como ejemplo del desarrollo de sistemas SDR.

Palabras clave: Radio definido por software, procesamiento digital de señales, FPGA, Modulación.

I. INTRODUCCIÓN

Tradicionalmente, el diseño de radios (entendiendo “radio” como un dispositivo electrónico que transmite y/o recibe ondas de radio con el fin de facilitar la comunicación) ha sido eminentemente analógico. Filtros, osciladores, moduladores, amplificadores, mezcladores y demás elementos de un radio se han diseñado, y en general se siguen diseñando, empleando electrónica analógica. Incluso los radios digitales (aquellos que emplean modulaciones digitales como ASK y QAM), contienen una gran cantidad de componentes analógicos en su bloque de radiofrecuencia.

La construcción de radios analógicos es una técnica madura y por lo general estos aparatos son relativamente baratos y confiables. En contraparte, por su configuración y rango de operación, un bloque de RF analógico está limitado a una sola aplicación, en términos de la tecnología de comunicación empleada y la banda del espectro utilizada (por ejemplo, un televisor no puede operar como un receptor de telefonía celular).

Algunas tendencias recientes indican que este método tradicional de diseño de radios no es ya el idóneo [8]. Por ejemplo:

- La convergencia de distintas tecnologías de comunicación en un mismo aparato. Hoy en día se espera que un teléfono móvil opere indistintamente en diferentes bandas (GSM multibanda, 3G, DVB-H, WiFi, etc.)
- La dependencia cada vez mayor de baterías implica diseñar para lograr muy bajo consumo de potencia.
- Un aparato de comunicaciones actual debe ser además ligero y móvil.
- Estos aparatos deben operar a velocidades de datos cada vez mayores y ofrecer servicios más rápidos y más confiables que nunca, a menor costo.
- La saturación del espectro electromagnético y su elevado costo implican la creación de nuevos radios capaces de seleccionar por sí mismos la banda de operación que más conviene en un momento dado. Los radios con esta capacidad se conocen como *cognitivos* [6].

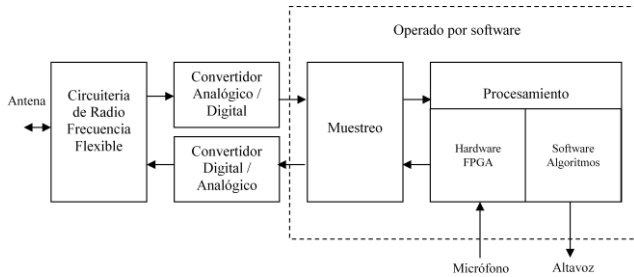


Figura 1. Diagrama a bloques de un Radio Definido por Software

Es evidente que los radios puramente analógicos no son capaces de satisfacer estos nuevos requerimientos. En vista del aumento en la capacidad de procesamiento digital de FPGAs y DSPs en años recientes, una posible solución es sustituir, en la medida de lo posible, los componentes analógicos por un programa ejecutándose en un procesador. El programa realizaría sobre las muestras de la señal una función equivalente a la que antes realizara un componente analógico. La promesa es que, con un simple cambio del programa en ejecución, se puede cambiar radicalmente la función del radio.

El término “radio definido por software” (o “software defined radio”, SDR, en inglés) agrupa las técnicas empleadas para sustituir a los elementos analógicos de un radio por equivalentes de software [1].

Un diagrama a bloques de un SDR se muestra en la figura 1. En este sistema, el bloque de RF se reduce, idealmente, a una antena conectada directamente a un convertidor analógico/digital (para funciones de recepción) o digital/analógico (para funciones de transmisión). Esto no es todavía posible en la práctica, por dos razones. Primero, no existen convertidores a precio razonable que puedan operar a frecuencias de varios gigahertz. Por otro lado, operar sobre miles de millones de muestras por segundo implica capacidades de procesamiento que no se han alcanzado todavía. Por estas razones, se utiliza un bloque de RF que, aunque reducido a su mínima expresión, realice un prefiltrado y amplificación, y reduzca la frecuencia de la señal de entrada a una frecuencia intermedia, haciendo posible así su muestreo y posterior procesamiento en software.

De igual manera, en realidad no todo el procesamiento se hace por software todavía: algunas funciones son demasiado complejas, y se realizan en hardware de aplicación específica, ya sea un FPGA, un DSP o un ASIC.

En resumen, la característica principal de un SDR es que su funcionamiento queda establecido a través de software (a diferencia de un radio convencional, cuya funcionalidad queda determinada enteramente por elementos físicos individuales), derivando de ello un par de características de suma importancia:

- Flexibilidad: cualquier cambio en el modo de operación puede llevarse a cabo de manera relativamente sencilla, porque no es necesario alterar el hardware del sistema, basta con una actualización del software para que el sistema se adapte al nuevo modo de funcionamiento.
- Versatilidad: un SDR puede trabajar con distintos protocolos de comunicación o métodos de modulación sin modificar su parte física y, más aún, seleccionar entre ellos de manera automática, evitando con ello el contar con un sistema de comunicación distinto para cada protocolo.

Para llevar a cabo la implementación y desarrollo del software de un SDR, es necesario comprender los procesos principales que se deben realizar, como filtrado, modulación y demodulación, mediante su análisis matemático; y posteriormente realizar la traducción de los procesos que antes ocurrían en el dominio analógico al dominio digital. Esto implica dos pasos: primero, un cambio de tiempo continuo a tiempo discreto; y segundo, una traducción de las ecuaciones (ya en tiempo discreto) a un lenguaje de alto nivel (en caso de emplear un DSP o procesador de propósito general), o a un lenguaje de descripción de hardware (en caso de que se emplee un FPGA o ASIC).

El objetivo de este artículo es describir este proceso para dos casos sencillos, pero ilustrativos: recepción de señales analógicas moduladas en amplitud y en frecuencia. La implementación se

hará en la forma de un procesador de propósito específico basado en un FPGA, buscando el menor costo y consumo de potencia. En la sección II, discutiremos cómo expresar los procesos de modulación y demodulación en una forma que facilite su posterior análisis y traducción al dominio discreto. En la sección III, realizaremos propiamente esta traducción. En la sección IV presentamos un ejemplo de un prototipo actualmente disponible para realizar trabajo experimental con SDR. Finalmente, en la sección V presentaremos algunas conclusiones.

II. ANÁLISIS MATEMÁTICO DE LA MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN EN AMPLITUD Y FRECUENCIA.

REPRESENTACIÓN COMPLEJA DE SEÑALES

El análisis y procesamiento de señales moduladas puede implicar una capacidad computacional muy grande. Considere una señal modulada a 100MHz: por Nyquist, el procesamiento digital de esta señal implica operar a, cuando menos, 200 millones de muestras por segundo. Para no tener que trabajar con esta excesiva cantidad de muestras, es común representar la señal como una señal equivalente pasabajas, eliminando la componente de alta frecuencia [2], [3].

Las señales senoidales naturales se pueden representar a través de la identidad de Euler de la siguiente manera:

$$\cos(2\pi f_0 t) = \frac{e^{j2\pi f_0 t} + e^{-j2\pi f_0 t}}{2}$$

$$\sin(2\pi f_0 t) = \frac{e^{j2\pi f_0 t} - e^{-j2\pi f_0 t}}{2j}$$

su representación en el dominio de la frecuencia se muestra en la figura 2. Dado que toda señal real es una suma de senos y cosenos de diferentes frecuencias y amplitudes, entonces toda señal real tiene también componentes de frecuencia negativos y positivos. La señal analítica de una señal real $s(t)$ se escribe como:

$$s_a(t) = s(t) + js'(t),$$

Donde $s(t)$ es la señal original, $s'(t)$ es la transformada de Hilbert de $s(t)$, y $s_a(t)$ es la señal analítica de $s(t)$. Lo importante de la señal analítica es que no contiene las frecuencias negativas de la señal original. En la figura 3 se muestra cómo se elimina la componente negativa de $s(t) = \sin(2\pi f_0 t)$.

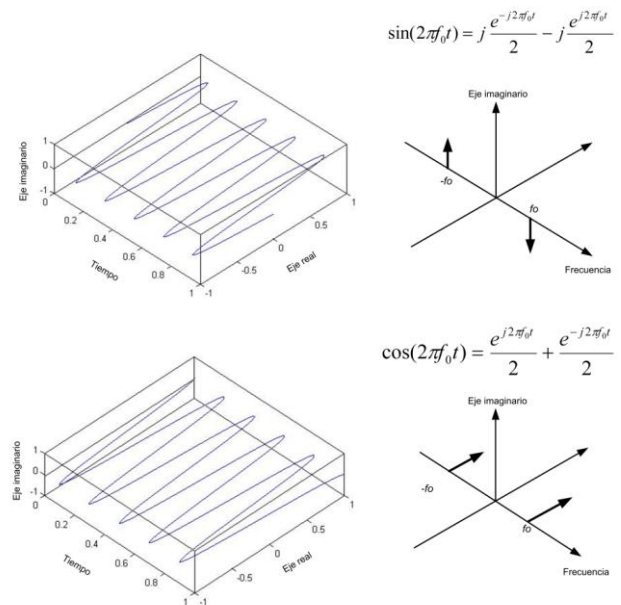


Figura 2. Representación en el dominio del tiempo y la frecuencia de señales senoidales.

En contraparte, la señal analítica es, en general, una señal compleja.

La transformada de Hilbert se lleva a cabo mediante la implementación de un filtro pasatodo con defasamiento de 90 grados.

Como se observa, una señal analítica, matemáticamente hablando, solamente posee frecuencias positivas. Si el espectro de la señal analítica se traslada a banda base (multiplicándola por $e^{-j2\pi f_0 t}$), entonces se obtiene una señal (llamada “equivalente pasabajas” de $s(t)$) que tiene el mismo espectro y energía que $s(t)$, pero en un rango de frecuencias mucho menor, ya que se elimina la frecuencia de la portadora. Con esto, los requerimientos de la velocidad de muestro se reducen dramáticamente, y resulta fácil analizar y simular señales sin importar la frecuencia a la que están moduladas.

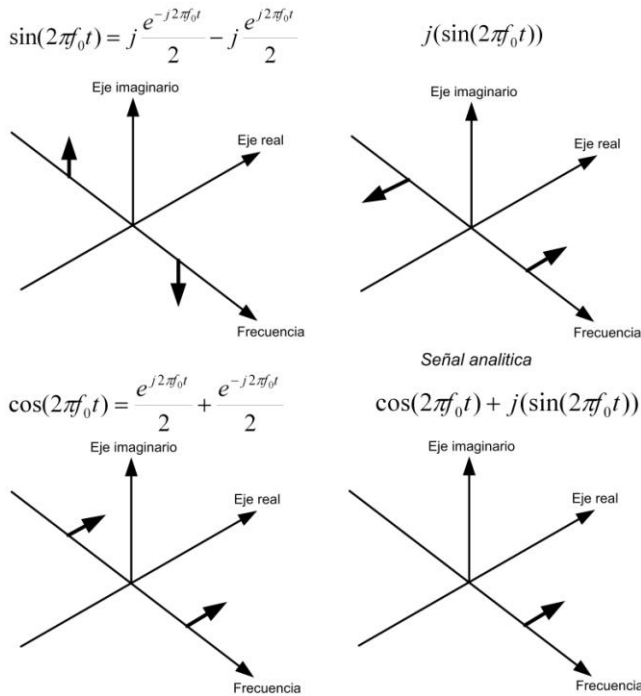


Figura 3. Representación en el dominio de la frecuencia de una señal analítica.

El hecho de que la señal equivalente pasabajas sea compleja puede ser una ventaja. Refiriéndonos a la figura 4,

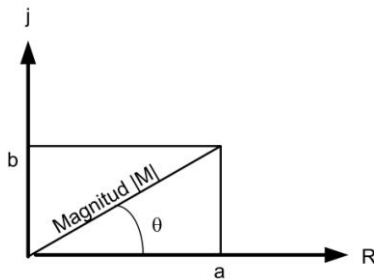


Figura 4. Composición de las muestras de una señal analítica en el plano complejo.

se puede observar que en base a estos componentes reales e imaginarios, es de relativa facilidad calcular la magnitud y fase instantánea del vector, ayudando en los procesos de modulación y demodulación. La magnitud y fase del vector $s=a+jb$ se calculan con las siguientes fórmulas:

$$|M| = \sqrt{a^2 + b^2}$$

$$\phi = \arctg \frac{b}{a}$$

MODULACIÓN Y DEMODULACION EN AMPLITUD

La modulación en amplitud (A.M., *amplitude modulation*), consiste en variar la amplitud de una señal de alta frecuencia (señal portadora) en base a la amplitud instantánea de una señal de baja frecuencia y que lleva la información que se desea transmitir (señal moduladora). La ecuación de la señal transmitida es:

$$AM(t) = (1 + m(t)) \cos(2\pi f_c t),$$

donde $m(t)$ es la señal moduladora. El proceso de modulación en el tiempo es descrito en la figura 5.

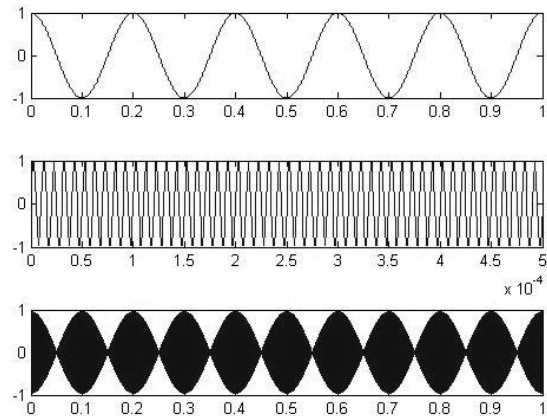


Figura 5. Modulación en amplitud en el dominio del tiempo.

La señal A.M. en el dominio de la frecuencia consiste básicamente de tres componentes: la señal portadora, la banda lateral superior y la banda lateral inferior:

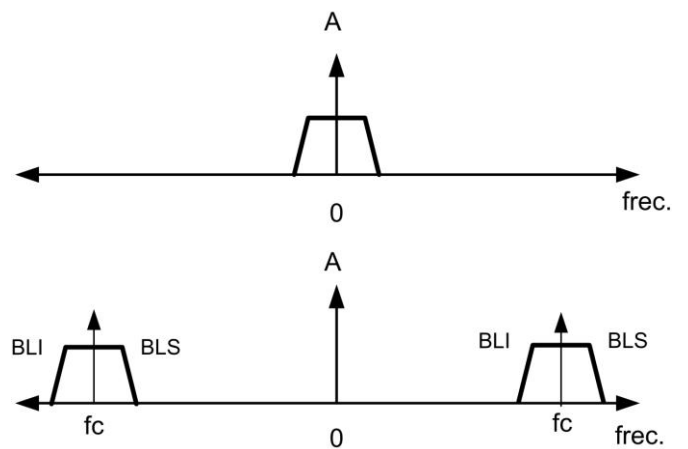


Figura 6. Modulación en amplitud en el dominio de la frecuencia.

El proceso de demodulación en amplitud es contrario al de modulación y resulta evidente, a partir de la figura 6, que se puede aplicar el siguiente proceso para obtener la señal original:

- Obtener la señal analítica a partir de la señal A.M., obteniendo con ello solamente frecuencias positivas:

$$AM_a(t) = AM(t) + AM'(t)$$

- Multiplicar por $e^{-j2\pi f_c t}$ y con ello regresar al espectro original de la información que se tenía antes de la modulación.

El proceso anterior se comprende fácilmente en el dominio de la frecuencia; en el dominio del tiempo se entiende que una vez que se calcula la señal analítica, con sus respectivos componentes reales e imaginarios, se puede obtener la magnitud instantánea de la señal utilizando $|M| = \sqrt{a^2 + b^2}$, como se mencionó anteriormente. La traslación a banda base resulta útil antes de obtener la magnitud y de esta manera reducir la rapidez con que se debe muestrear y realizar los cálculos.

MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN EN FRECUENCIA

La modulación en frecuencia (F.M., *frequency modulation*) proviene de un esquema denominado modulación angular, en el que existe una portadora senoidal con fase variable. La señal modulada es $x(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + \theta_c(t)]$, donde el término $2\pi f_c t + \theta_c(t)$ es el ángulo de fase instantáneo y su derivada produce la frecuencia instantánea. Considerando que en F.M. la frecuencia instantánea de la señal portadora queda determinada por el voltaje instantáneo de la señal moduladora, $f_{FM} = f_c + x_m(t)$, entonces la señal F.M. está dada por

$$FM(t) = A_c \cos\left[2\pi f_c t + \int x_m(t) dt\right].$$

La figura 7 ilustra este proceso en el dominio del tiempo.

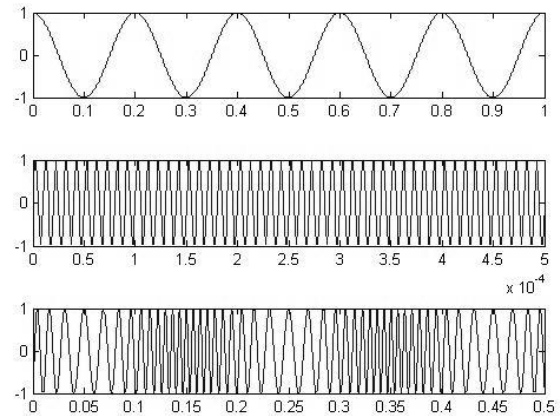


Figura 7. Modulación en frecuencia en el dominio del tiempo.

En el dominio de la frecuencia la señal F.M. es más compleja que la señal A.M., y tiene la particularidad de ocupar un ancho de banda infinito. En la llamada modulación F.M. de banda angosta, la mayor parte de la potencia de la señal está concentrada en un rango limitado de frecuencias, lo que permite filtrarla y limitarla en banda. La figura 8 muestra algunas de las componentes del espectro de la señal de F.M.

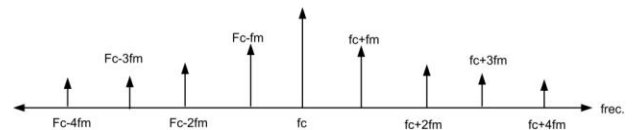


Figura 8. Modulación F.M. en el dominio de la frecuencia.

Una forma de obtener la información original de una señal F.M. es el diferenciador dual [4]. Su método de operación es el siguiente:

- Multiplicar la señal recibida por $e^{-j2\pi f_c t}$.
- Obtener la fase instantánea a partir de la señal analítica, mediante la ecuación

$$\phi = \arctg \frac{b}{a}.$$

- Derivar ϕ para obtener la frecuencia instantánea, $f_{FM} = x_m(t)$, donde la frecuencia instantánea es la frecuencia asociada con una muestra. El término f_c desaparece en la multiplicación por $e^{-j2\pi f_c t}$; por lo tanto, la frecuencia instantánea queda dada por

$$f_{FM} = x_m(t) = \frac{d\phi}{dt} = \frac{1}{1 + \left(\frac{m}{n}\right)^2} = \frac{nm' - mn'}{m^2 + n^2},$$

donde x' es la derivada de x , y m, n son la parte real e imaginaria de dos muestras consecutivas.

III. IMPLEMENTACIÓN DE LOS CONCEPTOS MATEMÁTICOS

Es necesario comprender de manera precisa los conceptos matemáticos involucrados en los procesos que se desean ejecutar en el SDR y con ello buscar los métodos o algoritmos que permitan llevar a cabo su realización eficiente en un FPGA, de manera que el consumo de recursos dentro del dispositivo sea el menor posible y que además responda a los requerimientos de velocidad de procesamiento y precisión matemática de los cálculos.

En esta sección, presentamos algunas técnicas para implementar las técnicas de modulación y demodulación descritas en la sección II. En particular, describimos el algoritmo CORDIC, que puede ser usado para generar una función senoidal y por tanto es equivalente a un oscilador analógico, útil para realizar la función de mezclado de la señal de información, y también puede ser usado para calcular tangentes inversas. También presentamos técnicas para implementar las operaciones de derivación e integración de una señal. Conviene recordar que, en lo que sigue, todas las operaciones se realizan sobre muestras de las señales de interés.

ALGORITMO CORDIC

El algoritmo CORDIC es muy popular para el cómputo de funciones trigonométricas, lineales, hiperbólicas y logarítmicas, debido a que su

implementación puede realizarse por medio de operaciones digitales sencillas [5]. El cálculo de las distintas funciones se basa en la rotación de vectores. Si se tiene un vector con coordenadas (x,y) , y se quiere rotar un ángulo ϕ , las coordenadas (x',y') del vector rotado están dadas por

$$\begin{aligned} x' &= x \cos \phi - y \sin \phi \\ y' &= y \cos \phi + x \sin \phi \end{aligned}$$

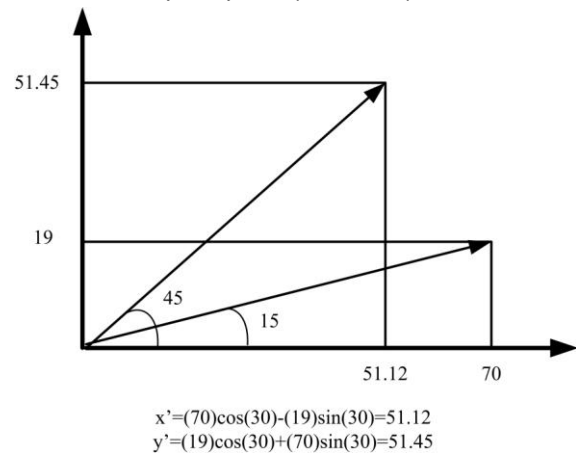


Figura 9. Rotación de un vector en un ángulo de 30 grados.

o, de forma equivalente,

$$\begin{aligned} x' &= \cos \phi [x - y \tan \phi] \\ y' &= \cos \phi [y + x \tan \phi] \end{aligned}$$

Un ejemplo de una rotación se muestra en la figura 9.

Si el ángulo de rotación ϕ se restringe a valores menores de 90 grados y

$$\phi = \sum_{i=1}^N \arctan\left(\frac{1}{2^{-i}}\right),$$

entonces el cálculo de la rotación queda reducido a una secuencia de operaciones de desplazamiento, que son fáciles de llevar a cabo en un circuito digital mediante la recursión:

$$\begin{aligned} x_{i+1} &= K [x_i - y_i \cdot d_i \cdot 2^{-i}] \\ y_{i+1} &= K [y_i - x_i \cdot d_i \cdot 2^{-i}] \\ z_{i+1} &= z_i - d_i \cdot \tan^{-1}(2^{-i}) \end{aligned}$$

donde

$$K = \frac{1}{\sqrt{1+2^{-2i}}} \approx 0.607253$$

$d_i = +1$ si $z_i \geq 0$, -1 en otro caso.

La precisión obtenida depende del número de iteraciones, N . Empleando esta secuencia de operaciones y escogiendo valores iniciales adecuados de x , y , y ϕ , se puede encontrar el seno y coseno de cualquier ángulo.

La figura 10 muestra la implementación física del algoritmo CORDIC. Obsérvese que sólo se necesitan memorias, registros de corrimiento y multiplexores; que son muy sencillos de implementar.

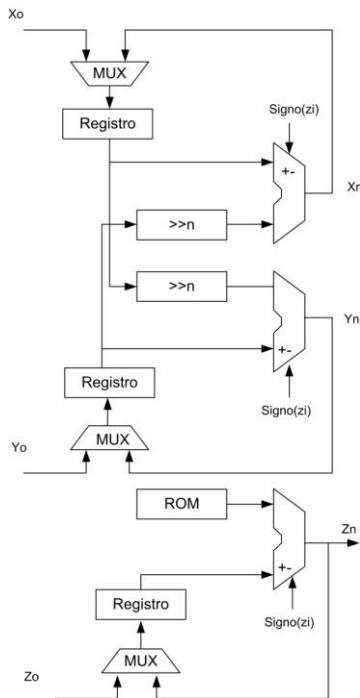


Figura 10. Implementación del algoritmo CORDIC.

En [7] se explican los modos de rotación y vectorización en los que puede operar el algoritmo. En el primero, los datos de entrada son un vector (x, y) y el ángulo a rotar, y la salida un nuevo vector (x', y') ; en el modo de vectorización la entrada es un vector (x, y) y la salida es la magnitud del vector y la posición angular.

Para los procesos de demodulación en amplitud y frecuencia el modo vectorización es el más

indicado, ya que para A.M. permite encontrar la magnitud del vector ($|M| = \sqrt{a^2 + b^2}$), el voltaje instantáneo; y para el caso de la detección F.M., calcula la fase instantánea ($\phi = \arctg \frac{b}{a}$), cuyos parámetros de entrada son los componentes real e imaginario de la respectiva señal equivalente pasabajas.

En los procesos anteriormente mencionados, y considerando el modo vectorización del algoritmo, es importante saber que la clave de este procedimiento es hacer que el parámetro de entrada Y_0 (ver figura 10) se reduzca a cero. Este proceso se muestra en la figura 11.

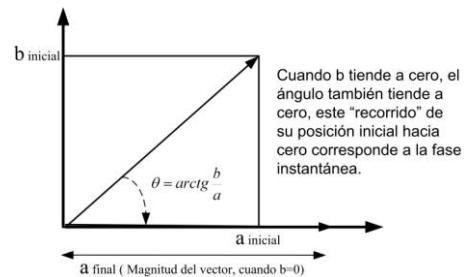


Figura 11. Algoritmo CORDIC en modo vectorización, utilizado para encontrar magnitud y fase instantánea (detección A.M. y F.M.).

DERIVADAS E INTEGRALES

Las operaciones de derivación e integración se implementan de la siguiente manera:

Derivación. Si se tiene un vector de determinada longitud que contiene información, su derivada es la diferencia que existe entre los elementos adyacentes del vector. Por ejemplo, si $x = [1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5]$, entonces su derivada es $dx = [1 \ 1 \ 1 \ 1]$, este procedimiento es conocido como el *Método de las diferencias Finitas* [9], y es muy útil para demodular FM, ya que mediante el algoritmo CORDIC se obtiene la fase instantánea y, como se ha mencionado anteriormente, mediante su derivada se obtiene la frecuencia instantánea.

Integración. En [9] se propone el método llamado *Regla Trapezoidal*, que es una técnica de

aproximación para el cálculo de integrales numéricas que considera la integral de un vector como la suma acumulada de los elementos adyacentes; por ejemplo, si $x = [1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5]$, su integral es $\int x = [1 \ 3 \ 6 \ 10 \ 15]$, este método es aplicado en el proceso de modulación F.M en donde se requiere la integral numérica de la señal moduladora (integral de la fase instantánea).

Como se observa en la figura 12, las operaciones de derivación e integración pueden implementarse en un FPGA mediante operaciones de suma.

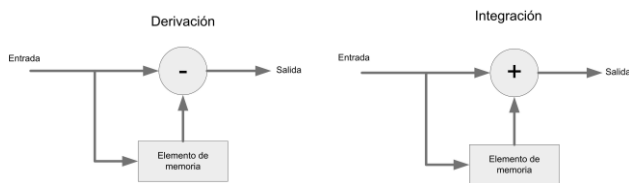


Figura 12. Esquema de la implementación lógica de la derivada e integral.

IV. TARJETA PROTOTIPO DE SDR

Un ejemplo de una plataforma experimental es el *Universal Software Radio Peripheral (USRP)*, de Ettus Research [10]. Una foto de esta tarjeta se muestra en la figura 13. El USRP puede tener hasta 8 bloques de RF operando al mismo tiempo, con cuatro de transmisión y cuatro de recepción. Cada bloque de RF está adaptado a un rango de frecuencias y contiene la lógica analógica indispensable para operar.

Inmediatamente después del bloque de RF se encuentran los convertidores AD y DA, operando a 64 millones de muestras por segundo. En principio esto limitaría la banda del sistema a 32MHz; sin embargo, mediante técnicas como muestreo de pasabanda [11], es posible operar a frecuencias de hasta algunas centenas de MHz sin requerir una etapa de frecuencia intermedia.

Después de los convertidores se encuentra un FPGA Altera Cyclone II, que se encarga de realizar la modulación y demodulación, y opera con la señal equivalente pasabajas. La tarjeta se comunica con una computadora personal por medio de un puerto USB, por el que se transmiten las muestras complejas.



Figura 13: El Universal Software Radio Peripheral de Ettus Research. Abajo a la derecha, un bloque de RF; al centro, el FPGA y a sus lados, los convertidores DA y AD. En la parte inferior, la interfaz USB a una computadora personal.

Quien realiza la mayor parte del procesamiento es la computadora personal. Las muestras son procesadas de acuerdo a la función que se desea; el USRP ha sido usado para aplicaciones tan diversas como radioastronomía, televisión, telefonía celular, GPS, WiFi, entre muchas otras.

V. CONCLUSIONES

En este artículo hemos presentado, de manera general, una introducción a la tecnología SDR. Hemos presentado algunas de sus ventajas y las razones de su popularidad y gran crecimiento actual. Mostramos, como ejemplo, la modulación y demodulación en frecuencia y amplitud, procesos clave en cualquier sistema de comunicación, y cómo por medio de su análisis matemático se puede empezar a planear su implementación en un dispositivo digital como el FPGA.

El trabajo más importante dentro del desarrollo de un sistema SDR es llevar a cabo la traducción adecuada de las operaciones y procesos matemáticos a circuitos lógicos discretos, mediante la aplicación de algoritmos eficientes que permitan, como se ha mencionado, el aprovechamiento máximo de los recursos del FPGA.

VI. REFERENCIAS

- [1] J. Reed, “*Software Radio: a Modern Approach to Radio Engineering*”, Prentice Hall, 2002.
- [2] R. Lyons, “*Quadrature signals: complex but not complicated*”, disponible en línea (<http://www.dspguru.com/info/tutor/QuadSignals.pdf>), 2000.
- [3] R. Lyons, “*Understanding Digital Signal Processing*”, 2a edición, Prentice Hall, 2004.
- [4] M. E. Frerking, “*Digital Signal Processing in Communication Systems*”, Kluwer Academic Publishers, 1994
- [5] J. E. Volder, “*The CORDIC computing technique*”, IRE Transactions on Electronic Computers, EC-8(3), pp. 330-334, 1959.
- [6] B. Fette, “*Cognitive Radio Technology*”, Newnes, 2006.
- [7] F. A. Fernández, J. Velasco, “*Diseño de la tangente inversa usando el algoritmo CORDIC*”, Memorias de XII Taller IBERCHIP, San José, Costa Rica, 2006.
- [8] J. Björkvist, S. Virtanen, “*Convergence of Hardware and Software in Platforms for Radio Technologies*”, IEEE Communications Magazine, pp. 52-57, Nov. 2006.
- [9] Karris Steven T, “*Numerical Analysis: Using MATLAB and Spreadsheets*”, Orchard Publications, 2003.
- [10] <http://www.ettus.com/> .
- [11] Q. Gu, “*RF System Design of Transceivers for Wireless Communications*”, Springer, 2005.

PROCEDIMIENTO PRÁCTICO PARA DISEÑAR SISTEMAS DE CONTROL UTILIZANDO LÓGICA DIFUSA

Herrera Galicia Rubén, Díaz Castellanos Mario.

Área de Control y Automatización, Departamento de Eléctrica y Electrónica,
Instituto Tecnológico de Tuxtla Gutiérrez
Carretera Panamericana Km. 1080, Col. Teran, Tuxtla Gutiérrez, Chiapas, 29070, México
Tel. 6150380, correo electrónico: h_galicia24@hotmail.com, mdiazcastellanos@gmail.com

RESUMEN

En el presente trabajo se propone un método para diseñar un sistema de control usando lógica difusa. El método tiene la ventaja de que puede ser implementado de manera fácil y rápida en un microcontrolador, inclusive usando programación en ensamblador. Para demostrar su efectividad, aquí se presentan los resultados de aplicar el método en un sistema de control de temperatura.

Palabras clave: Automatización, Control, Lógica Difusa.

I. INTRODUCCIÓN

Usar lógica difusa como método de control responde a la tarea de modelar los sistemas del mundo real. Cuando se requiere un modelo de gran exactitud, generalmente estos resultan demasiado complejos para los procedimientos de diseño clásicos. Bajo estas condiciones vale la pena usar lógica difusa porque con ella se esta en capacidad de diseñar un sistema de control exacto y preciso con la característica de que una vez comprendidos sus conceptos el diseño es rápido. Y en muchos casos en lugar de conocimiento experto, es suficiente hacer

experimentos del tipo prueba y error para optimizar al sistema.

Cuando se diseña un control difuso se presentan varios problemas como son la selección de: variables de entrada, funciones de membresía, reglas de inferencia y singletons. Además la selección del método de evaluación de reglas y el método de defusificación. De estos el principal problema es la determinación de las reglas de inferencia, lo cual se resuelve con un análisis de todas las combinaciones de las variables de entrada con sus posibles valores lingüísticos. Y utilizando el conocimiento humano se definen las respuestas deseadas, y con esto las reglas.

El control difuso es interesante porque ofrece una mejor respuesta a variables no esperadas y condiciones de no linealidad. También da respuestas mas adecuadas en presencia de perturbaciones y ruido. Y presenta además un funcionamiento amigable, pues en sus bases utiliza conceptos e ideas que se asemejan mucho al razonamiento y pensamiento humanos.

El problema principal que aquí se resuelve es el de proponer un método para diseñar sistemas de control difuso que por su sencillez tenga la característica de que el código de programación sea ligero en su procesamiento y de fácil

diseño, optimización e implementación. Además que sea factible de implementarse en un microcontrolador programando directamente en ensamblador.

Se tienen antecedentes de implementación de sistemas de control difuso en un microcontrolador usando fuzzyTECH-MP [3]. Pero el diseño basado en fuzzyTECH-MP tiene la característica de que no se tiene acceso al código en ensamblador.

II. CONTROL DIFUSO

Un sistema de control lógico difuso se divide en tres etapas; la fusificación, la evaluación de reglas y la defusificación.

La fusificación consiste en mapear un valor real, en el universo de discurso de la variable lingüística, hacia sus correspondientes valores difusos. Estos son números reales en el intervalo cerrado $[0,1]$, determinados por las funciones de membresía de los conjuntos difusos para la variable de entrada. Cada valor real recibe un valor difuso por cada conjunto difuso de entrada. Dicho valor difuso representa el grado de pertenencia de la variable a cada conjunto difuso.

La evaluación de reglas consiste en usar los valores difusos obtenidos en la fusificación para determinar los grados de pertenencia en los conjuntos difusos de la variable de salida. La inferencia incluye implicaciones y operaciones de lógica difusa; conjunción y disjunción.

La defusificación es el proceso inverso de la fusificación y consiste en mapear los valores difusos de la variable de salida hacia un valor único real. Este valor

representa la respuesta del sistema a un conjunto de valores de entrada.

III. MÉTODO DE DISEÑO

El método que aquí se propone consiste de ocho etapas.

1) Definir las entradas que garanticen la mejor respuesta del sistema. Esto se puede hacer por medios experimentales, un procedimiento a prueba y error, o utilizando el conocimiento del experto humano. En la literatura se han usado dos tipos de variables de entrada para controles de temperatura; $[T_{ref}, Error]$ y $[Error, \Delta Error]$. Pero se tienen antecedentes de que el primero de estos dos garantiza mejores resultados [1]. Como entradas aquí se proponen el valor de referencia del parámetro a controlar (V_{ref}) y el Error ($V_{ref} - V_{med}$, V_{med} es el valor medido del parámetro a controlar). Aquí también se define la variable de salida, por ejemplo la potencia entregada a una carga.

2) Proponer los conjuntos difusos para las variables de entrada y la variable de salida. Generalmente son suficientes tres conjuntos difusos para las variables de entrada y de tres a cinco para la variable de salida.

3) Dibujar las funciones de membresía y seleccionar el universo de discurso; es decir determinar la forma de la gráfica de la función de membresía para cada conjunto difuso del sistema. Las formas más comunes y suficientes son como las presentadas en la Fig. 2. En el presente método se propone hacer que el valor deseado de V_{ref} coincida con el punto máximo del conjunto media, y que los grados de pertenencia V_{ref} para los conjuntos baja y alta sean cero. Esta simplificación no afecta al control difuso y tiene la ventaja de que permite hacer una evaluación de las reglas sin tener que

conocer los valores de las variables V_{ref} y Error. También reduce al conjunto de reglas a tres. Y además permite deducir una ecuación del control difuso.

4) Construir una matriz de inferencia difusa en base al conocimiento del experto humano y usar esta matriz para construir el conjunto de reglas. En este trabajo se habla de experto humano, pero en muchos casos es suficiente un poco de sentido común para construir esta matriz o construirla por semejanza a las matrices de inferencia presentadas en la literatura.

5) Evaluar el conjunto de reglas. En el presente trabajo se evalúa el conjunto de reglas usando el método MAX-MIN [2]. Cada regla es una implicación, la cual se compone de dos antecedentes conectados por un operador AND y un consecuente. Dada esta estructura, la evaluación de una regla consiste en comparar los grados de pertenencia de los antecedentes y tomar el menor de ellos, son valores de 0 a 1, para asignar este valor como grado de pertenencia al consecuente. Además se considera que todas las reglas están conectadas por un operador OR. Dada esta consideración, para los conjuntos difusos de salida que se repitan se comparan sus grados de pertenencia, y se toma el mayor de estos para asignar este valor como grado de pertenencia único de dicho conjunto difuso de salida.

6) Seleccionar los singletons para los conjuntos difusos de la variable de salida. Un singleton es el peso específico que el experto le da a cada conjunto difuso de salida en el universo de discurso de la variable de salida. En cada control difuso la importancia del valor de los singletons se vera reflejado en los resultados experimentales de control. Cambiando el valor de los singletons, a prueba y error, el diseñador tendrá la posibilidad de lograr un control fino de manera fácil y rápida.

7) Definir y simplificar la formula para la defusificación, llámesele a esta: formula del control difuso. El método que se propone para la defusificación es el método del centroide [2, 3]. Cada grado de pertenencia se multiplica por su singleton, se suman todos estos productos y el resultado se divide entre la suma de los grados de pertenencia.

8) Usar la formula del control difuso para la programación.

IV. APLICACIÓN; CASO DE ESTUDIO UN CONTROL DE TEMPERATURA

El método aquí propuesto se aplicó a un control de temperatura, pero usando analogías puede aplicarse a otras variables, por ejemplo a un control de humedad.

1) *Las entradas que garanticen la mejor respuesta del sistema y la variable de salida.* En la Fig.1 se presentan las entradas seleccionadas y la variable de salida. Las entradas son la temperatura de referencia T_{ref} y el Error. Para calcular el error se usa la temperatura medida; $Error = T_{ref} - T_{med}$. Para regular la potencia entregada al elemento calefactor se usa modulación de anchura de pulso PWM.

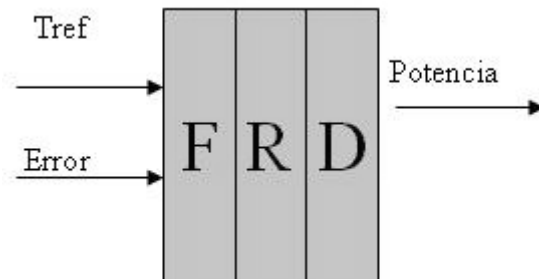
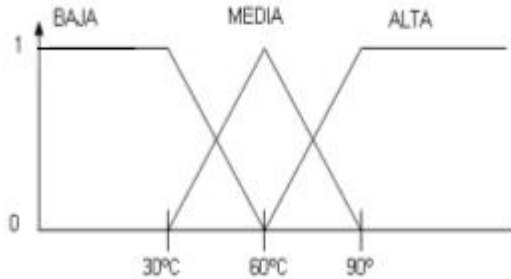


Fig.1 Sistema de Control Difuso.

2) *Los conjuntos difusos para las variables de entrada.* Se proponen tres

conjuntos difusos para la variable Tref relacionados con el conjunto de etiquetas {BAJ, MED, ALT}. Para la variable Error se proponen las etiquetas {NEG, CER, POS}. Para la variable de salida Pot se propone el conjunto {NUL, BAJ, MED, ALT}

a) Temperatura de referencia.



b) Error

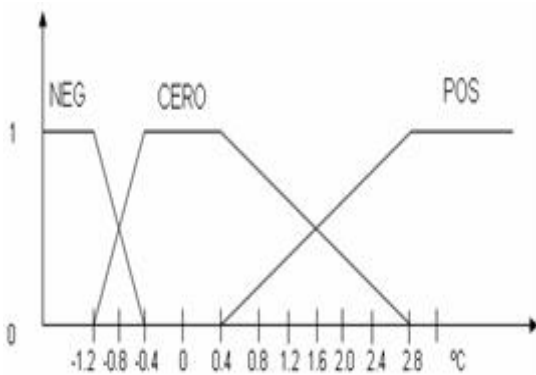


Fig.2 Funciones de Membresía para los conjuntos difusos de entrada.

3) *Las funciones de membresía y el universo de discurso.* En la Fig.2a se presentan las funciones de membresía para la variable Tref. En el presente trabajo se selecciona una temperatura de referencia de 60°C. Para facilitar cálculos se hizo que coincidieran el valor T=60 con el valor máximo del conjunto difuso MED. En la Fig.2b se presentan las funciones de membresía para la variable Error. Se tienen antecedentes de que un universo de discurso de 2°C para la

variable Error es satisfactorio [1]. Pero vale la pena recordar que el diseño de un sistema experto difuso se basa en prueba y error. Por tanto el universo de discurso y las funciones de membresía se pueden ajustar empíricamente.

4) *La matriz de inferencia difusa y el conjunto de reglas.* En la Fig. 3 se presenta la matriz de inferencia difusa que se propone para el sistema de control de temperatura. De esta matriz se obtiene un conjunto de nueve reglas. La primera de ellas, regla 1, tiene la sintaxis siguiente:

SI {Tref es *BAJ* Y Error es *NEG*},
ENTONCES {Pot es *NUL*}

Error	NEG	CER	POS
Tref	?	?	?
BAJ	<i>NUL</i>	<i>NUL</i>	<i>MED</i>
0	0	0	0
MED	<i>NUL</i>	<i>BAJ</i>	<i>ALT</i>
1	?	?	?
ALT	<i>NUL</i>	<i>MED</i>	<i>ALT</i>
0	0	0	0

Fig. 3. Matriz de Inferencia Difusa

5) *Evaluación del conjunto de reglas.* Para la regla 1 se obtiene la igualdad (1).

$$\mu_{NUL} = \text{MIN}\{\mu_{BAJ}, \mu_{NEG}\} \quad (1)$$

Para el conjunto de salida MED se tienen dos valores, ver matriz de inferencia Fig. 3. De aquí se obtiene una igualdad representada por la ecuación (2).

$$\mu_{MED} = \text{MAX}\{\mu_{MED1}, \mu_{MED2}\} \quad (2)$$

En la Fig.2 se puede apreciar que para la variable $T_{ref} = 60^{\circ}C$, se tienen los siguientes grados de pertenencia; $\mu_{BAJ} = 0$, $\mu_{MED} = 1$, $\mu_{ALT} = 0$. Hacer que el valor deseado $T_{ref} = 60^{\circ}C$ coincida con el punto máximo del conjunto media, y que los grados de pertenencia para los conjuntos baja y alta sean cero, tiene la ventaja de que la evaluación de reglas se simplifica y el conjunto de reglas se reduce a tres.

SI {Tref es *MED* Y Error es *NEG*}
ENTONCES {Pot es *NUL*}

SI {Tref es *MED* Y Error es *CER*}
ENTONCES {Pot es *BAJ*}

SI {Tref es *MED* Y Error es *POS*}
ENTONCES {Pot es *ALT*}

En la Fig. 3 se incluyen los grados de pertenencia. Si se considera que T_{ref} es constante y en estas tres ecuaciones siempre tiene asociado un grado de pertenencia igual a 1, el grado de pertenencia del consecuente siempre será el del Error, puesto que se elige el mínimo de los dos y 1 es el grado máximo.

Una vez que se evalúen todas las reglas, cada conjunto de salida tendrá asociado un grado de pertenencia indicado por las igualdades (3)-(6).

$$\mu_{NUL} = \mu_{NEG} \quad (3)$$

$$\mu_{BAJ} = \mu_{CER} \quad (4)$$

$$\mu_{MED} = 0 \quad (5)$$

$$\mu_{ALT} = \mu_{POS} \quad (6)$$

6) *Selección de los singletons para los conjuntos difusos de la variable de salida.* Se proponen los siguientes valores; $NUL = 0\%$, $BAJ = 10\%$, $MED = 50\%$, $ALT = 100\%$.

7) *Formula para la defusificación.* La formula para la defusificación esta dada por la ecuación (7). Sustituyendo (3)-(6) en (7) y haciendo cálculos se obtiene (8). En la Fig. 2b se puede observar que siempre $\mu_{NEG} + \mu_{CER} + \mu_{POS} = 1$, con esta simplificación se obtiene la ec. (9).

$$COG = (\mu_{NUL} * 0 + \mu_{BAJ} * 10 + \mu_{MED} * 50 + \mu_{ALT} * 100) / (\mu_{NUL} + \mu_{BAJ} + \mu_{MED} + \mu_{ALT}) \quad (7)$$

$$COG = (\mu_{CER} * 10 + \mu_{POS} * 100) / (\mu_{NEG} + \mu_{CER} + \mu_{POS}) \quad (8)$$

$$COG = (\mu_{CER} * 10 + \mu_{POS} * 100) \quad (9)$$

La ec. (9) es la ecuación del control difuso. En esta formula se visualiza la importancia de los singletons. Los valores 10 y 100 corresponden a los singletons. 100 influye en la rapidez con la que el sistema llega al valor deseado T_{ref} , por ejemplo partiendo desde la temperatura ambiente. El valor 10 esta relacionado con el equilibrio del sistema una vez alcanzado el valor T_{ref} . Es decir que lo que aquí se escriba debe corresponder exactamente al porcentaje de potencia necesario para mantener un equilibrio entre lo entregado al sistema y sus pérdidas. Estos valores son ajustados a prueba y error hasta lograr una respuesta optima del sistema.

8) *Programación.* Las funciones de membresía de la variable Error, Fig. 2b, sirven de referencia para calcular los grados de pertenencia μ_{CER} y μ_{POS} en todo el universo de trabajo. Estos valores

se sustituyen en (9), para calcular el porcentaje de potencia que debe ser entregado a la carga. En la tabla I se presentan los valores de la temperatura medida, el error y el porcentaje de potencia que debe ser entregado a la carga, calculado con (9).

Temp	Error	μ_{Cer}	μ_{Pos}	COG
58.8	1.2	0	1.0	100
58.9	1.1	0.1	0.9	91
50.0	1.0	0.2	0.8	82
59.1	0.9	0.3	0.7	73
59.2	0.8	0.4	0.6	64
59.3	0.7	0.5	0.5	55
59.4	0.6	0.6	0.4	46
59.5	0.5	0.7	0.3	37
59.6	0.4	0.8	0.2	28
59.7	0.3	0.9	0.1	19
59.8	0.2	1.0	0	10
59.9	0.1	1.0	0	10
60	0	1.0	0	10
60.1	-0.1	1.0	0	10
60.2	-0.2	1.0	0	10
60.3	-0.3	.75	0	7
60.4	-0.4	.5	0	5
60.5	-0.5	.25	0	2
60.6	-0.6	0	0	0

Tabla I.
Valores para la programación; entrada al microcontrolador Temp, salida del microcontrolador COG

El lugar geométrico de la ecuación (9) se muestra en la Fig. 4. Para ($Error \geq 1.2$), $\mu_{CER}=0$ y $\mu_{POS}= 1$, por tanto predomina μ_{POS} y $COG= 100$. Para ($-0.2 \leq Error \leq +0.2$), $\mu_{CER}= 1$ y $\mu_{POS}= 0$, por tanto predomina μ_{CER} y $COG= 10$.

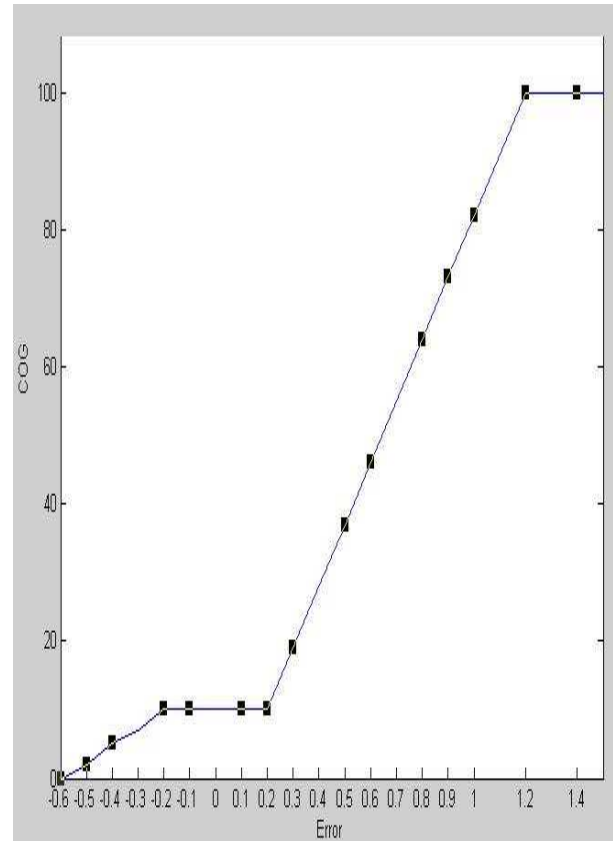


Fig. 4 Error-COG

V. Resultados

Se construyo un prototipo para controlar la temperatura. La tabla I se uso para programar a un microcontrolador. Se implemento una etapa de medición de la temperatura que incluye un convertidor analógico digital integrado en el microcontrolador. También se uso una etapa de potencia con detección de cruce por cero para generar la modulación por anchura de pulso. Además en el circuito electrónico de medición de la temperatura se uso un amplificador restador para mejorar la resolución del sistema. Los resultados de control de la temperatura en función del tiempo se ven en la tabla II.

Tiempo [s]	Temperatura [C°]
0	48°
10	50.4
15	52.7
20	54.9
25	56.5
30	58.4
35	59.7
40	60.1
45	60.1
50	60
55	60
60	60.1
65	60.1
70	60

Tabla II.
Resultados de la Medición de la Respuesta del Sistema para Tref= 60°C

En esta tabla se puede observar que el sistema tarda aproximadamente cuarenta segundos en alcanzar la temperatura de referencia, 60 °C. Por arriba de cuarenta segundos la temperatura oscila entre 60.0 y 60.1. Vale la pena recordar que la resolución del sistema digital es de 0.1°C.

La Fig. 5 ilustra el comportamiento de la temperatura cuando se aplica el sistema de control lógico difuso. En esta figura se puede observar que el sistema tarda aproximadamente cuarenta segundos en alcanzar la temperatura de referencia.

En la Fig. 6 se muestra el comportamiento de la señal de error en el tiempo, se puede confirmar que el tiempo de respuesta del sistema es aproximadamente cuarenta segundos. En este tiempo el error pasa de un error grande a un error estable de ±0.1° C.

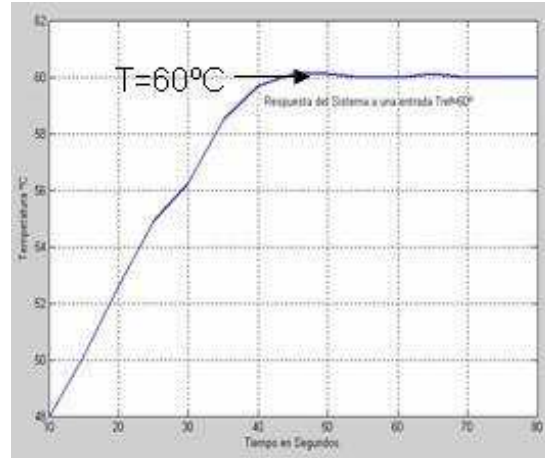


Fig. 5 Temperatura-Tiempo

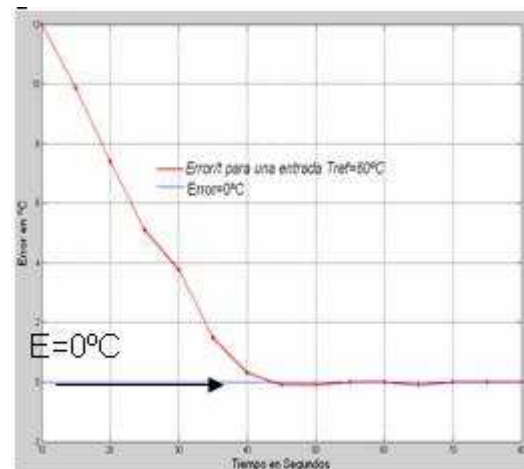


Fig. 6 Error-Tiempo

VI. CONCLUSIONES

Se ha presentado un método para diseñar sistemas de control difuso el cual consiste en la deducción de una fórmula de control usada para la programación del sistema por métodos digitales. El método se caracteriza por su sencillez y facilidad de programación y optimización.

Para probarlo se aplicó el método al control de temperatura de un prototipo de pruebas. El sistema de control difuso se encargó de regular la potencia entregada a la carga. Esta potencia mantuvo el calor

generado por la carga a un nivel tal que la temperatura dentro del prototipo de pruebas prácticamente fue constante e igual a la temperatura de referencia.

Con el método presentado se observó una simplificación en cuanto al trabajo de diseño. Además de haber demostrado su alta eficiencia.

La planta presentaba un funcionamiento no lineal por lo tanto para diseñar un controlador por algún otro método se hubiera necesitado un modelo matemático muy complejo, y el ajuste fino, de ahí la pertinencia de usar lógica difusa para facilitar el proceso de diseño.

El método tiene la ventaja de que puede ser implementado fácilmente en un microcontrolador usando programación en ensamblador. También puede ser implementado usando lenguaje C, o algún lenguaje de descripción de hardware utilizando un FPGA o un CPLD.

Resta decir que la teoría del control difuso es una técnica en auge y esta en constante actualización, y que el método propuesto aplica los conceptos más básicos de la lógica difusa por lo tanto una revisión posterior podría concluir la pertinencia de actualizarlo para mejorar su desempeño.

REFERENCIAS

- [1] Flavio Torres V., Carlos Muñoz P., Iván Velásquez B., *Control difuso para una planta piloto de secado por lecho fluidizado*, REVISTA FACULTAD DE INGENIERIA, U.T.A. (CHILE), Vol. 1, pp. 49-53, 2003.
- [2] Joaquín Eduardo Domínguez Zenteno, *Sistema Experto Difuso Para Controlar Un Calentador Solar*, Tesis De Maestría, Instituto Tecnológico De Toluca, Metepec, México, Marzo 2001
- [3] Kevin M. Passino
Steven Yurkovich
Fuzzy Control
Addison-Wesley, Longman 2004
- [4] Roland S. Burns
Advanced Control Engineering
ButterWorth-Heinemann, 2005.
- [5] Fernando Lara-Rojo, Edgar N. Sanchez, Daniel Zaldivar-Navarro, *Real time fuzzy microcontroler for didactic level system*, ELECTRO 2001, Chihuahua, Chi. México.

RECONOCIMIENTO DE VOZ CON REDES NEURONALES, MODELOS OCULTOS DE MARKOV Y DTW

De Luna Ortega Carlos Alejandro

Secretaría Académica, Departamento de Ingeniería Electrónica,
Universidad Politécnica de Aguascalientes
Av. Prol. Mahatma Gandhi Km. 2, Col. San Francisco del Arenal C.P. 202080, Aguascalientes, Ags., México
Tel. 4494421425, correo electrónico: alejandro.deluna@upa.edu.mx

RESUMEN

En el presente artículo se aborda el diseño de un reconocedor de voz, con el idioma español mexicano del estado de Aguascalientes, de palabras aisladas, con dependencia del hablante y un vocablo reducido, empleando Redes Neuronales Artificiales (ANN), Alineamiento Dinámico del Tiempo (DTW) y Modelos Ocultos de Markov (HMM) para la realización del algoritmo de reconocimiento, mediante un modelo de mayoría, para reconocer la pronunciación de un número por parte de un hablante, resolviendo la problemática de que la pronunciación de palabras aisladas nunca es igual, bajo ninguna circunstancia.

Palabras clave: Speech Recognition, Redes Neuronales, HMM, ANN.

I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas de reconocimiento de voz con el tiempo han tenido un gran auge en la sociedad moderna, ante la creciente necesidad de tener sistemas que se puedan controlar de manera no física, para un porcentaje de personas discapacitadas en el mundo, “*En América Latina y el Caribe (ALC) existen al menos 50 millones de personas con algún tipo de discapacidad*”[1], en específico en México según datos del censo del 2000 en el INEGI con 813,867 personas[2] con discapacidad motriz y para el 2005 se tenían cerca de 10 millones de personas discapacitadas[3].

Con dicho contexto se ha enfocado a la realización de sistemas de reconocimiento que cumplan con su

objetivo primordial, aunque para lograrlo se debe enfrentar al principal problema del reconocimiento de voz, que es la extracción de características de la voz, debido a que una persona no puede pronunciar dos veces igual la misma palabra, debido entre otras cosas: al estado de ánimo, la salud, y la fuerza de pronunciación, el tiempo, la entonación, etc.

Aún y con esta dificultad, se han venido desarrollando algoritmos para poder determinar un nivel de coincidencia entre las pronunciaciones con el fin de realizar un reconocimiento efectivo con un mayor desempeño, debido a su construcción, y sus características, entre los que destacan las ANN debido a que “*no poseen tantas restricciones acerca de las distribuciones estadísticas de los patrones de entrenamiento y poseen una mayor capacidad de generalización.*”[4], el DTW y Los HMM debido a que “*En la búsqueda de nuevos paradigmas es importante conseguir un enfoque coherente, unificado y jerárquico para la solución integral del problema del ASR en todos sus niveles y dimensiones. Esta ha sido una de las razones para el éxito alcanzado por los HMM*”[5].

Es por ello, que después de un estudio detallado, el diseño que se decidió utilizar los tres algoritmos, mediante un modelo de mayoría.

II. MÉTODO

El algoritmo de reconocimiento de voz que se implementó fue buscando que reconociera la

pronunciación de un número o secuencia de los mismos por parte de un hablante mediante un modelo de mayoría, con los algoritmos de ANN, DTW y HMM.

El sistema que se obtuvo de reconocimiento de voz se muestra en la figura 1, consistiendo en capturar la voz para pasarla a través de un proceso de limpieza, el cual consistía en tomar la señal y limpiarla de los silencios iniciales y finales, para que se le realizará una transformación del tiempo a frecuencia, teniendo lista palabra para pasarla a través del algoritmo de reconocimiento establecido (con las ANN, DTW y HMM), para después tener la etapa de decisión por parte de un modelo de mayoría.

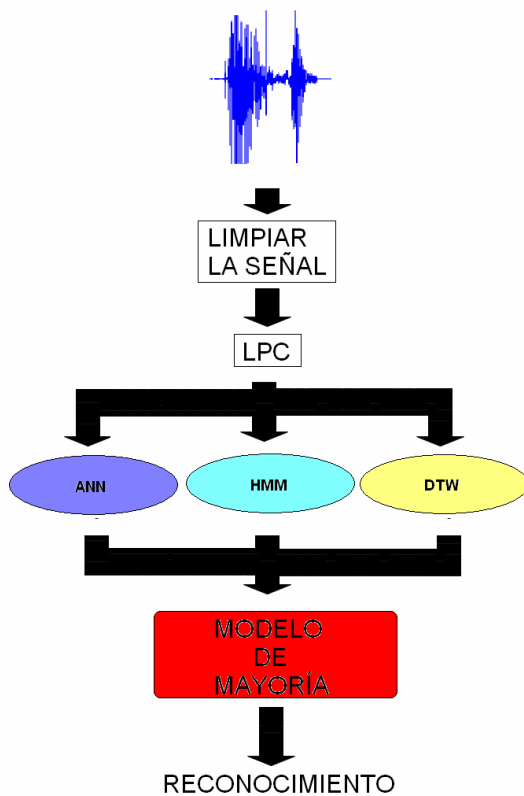


Figura 1. Etapas del sistema de reconocimiento de voz a emplear para el algoritmo del reconocedor.

A. Captura de la Voz

La captura de voz del sistema se realiza en la computadora, utilizando entre 3 o 4 segundos para la grabación que se va a procesar, tomando una resolución de 8 bits, que hacen que nuestra muestra

sea pequeña en espacio pero con una información suficiente para analizar.

La figura 2 muestra la gráfica de un archivo capturado durante las pruebas de la captura de la voz. Una vez capturada la voz dentro de la computadora se da paso a seguir con el procesamiento en base a algoritmos establecidos.

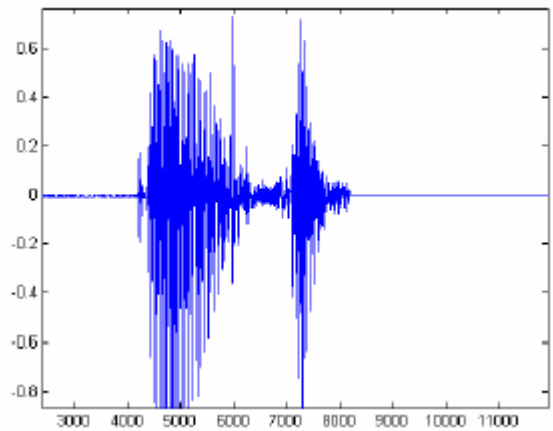


Figura 2. Palabra Casa

B. Etapa de Ajuste

Cuando se obtuvo la señal del micrófono y se transportó a nuestro ambiente, es decir, a un vector de sonido, se realiza el siguiente paso que es la limpieza de la misma, ya que es necesario ajustar los tamaños temporales de los grupos de estudio[6].

La limpieza de la señal consiste en quitar la parte de silencio que se presenta en el inicio y el fin de todos los archivos y dejarlos en un comienzo semejante para poder aplicar el algoritmo a señales con un comienzo en una palabra, sin que el silencio del inicio y del fin intervenga.

El algoritmo elaborado para la limpieza de la señal utilizaba una simple comparación entre los puntos del vector de sonido, verificando donde se encontraría el inicio y fin de la pronunciación mediante un cambio dramático de valor, como se puede ver en la figura 3.

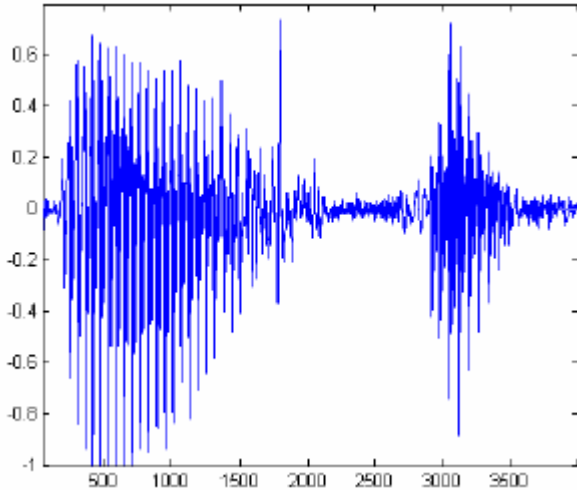


Figura 3. Palabra normalizada de Casa

Al aplicar dicha limpieza, se logra tener todas las palabras en un mismo inicio, sin silencio. Es necesario estandarizar el tamaño de los vectores obtenidos, ya que una palabra al realizarle la limpieza puede tener menor silencio, lo que ocasionaría un tamaño más grande, con esto se tendrían múltiples tamaños de las palabras, aun y cuando fuese la misma, por lo que se debe buscar una forma que nos pueda dar por resultado vectores de igual longitud. Es por ello que se optó por realizar un cambio o adecuación de todas las señales para tener una misma longitud.

Dentro de las posibilidades, se tomó la Codificación por Predicción Lineal (LPC), ya que *“La predicción Lineal (LP), en el reconocimiento de voz, consiste en modelar el tracto vocal como un filtro digital constituido únicamente por polos (respuesta a impulso infinita o IIR), permitiendo así calcular la próxima muestra como una suma ponderada de las muestras pasadas”*[7], como se puede ver en la figura 4.

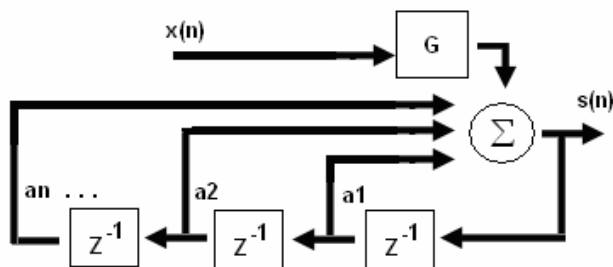


Figura 4. Forma Gráfica de la Predicción Lineal

La idea básica de la aplicación de la LP es realizar una retrospectiva, ya que se tendrá el modelo del tracto vocal, así como la palabra dicha, por lo que se calcularán los coeficientes del filtro de predicción lineal, que serán de manera finita y proporcionarán las características de la palabra pronunciada, además de adecuarse a un número fijo de dichos coeficientes, con ello se logrará tener todas las señales con una misma longitud.

Al proceso de la obtención de los coeficientes se denomina LPC. De sus principales características tenemos[8]:

- 1) El LPC provee un buen modelo de una palabra
- 2) El LPC es un modelo analítico del tracto vocal. Los recursos computacionales utilizados son considerablemente menores que los requeridos en cualquier implementación digital de un banco de filtros.
- 3) El modelo de LPC funciona bien en las aplicaciones de reconocimiento. La experiencia muestra que los sistemas en reconocimiento de voz basados en los modelos LPC, es comparable o mejor que lo realizado con los bancos de filtros.

C. Obtención de los coeficientes por LPC

Existen diferentes métodos de obtención de los coeficientes del LPC, entre los cuales se tiene el método de covarianza, la formulación de autocorrelación, el método de Lattice, la formulación del filtro inverso[9], entre otros.

Tomando el método de la formulación de ecuaciones de autocorrelación que genera una matriz llamada Toeplitz, para resolver el sistema de ecuaciones generado en dicha matriz, se utiliza el algoritmo de recursión de Durbin[10], con el cual se obtienen los coeficientes del filtro IIR.

Con esto se ajustó a un número finito de coeficientes, dicho número se estableció en 30 coeficientes por palabra, ya que cuando se realizó la experimentación se pudo hacer notar que con ello reduciríamos tiempo del algoritmo y daría el mismo resultado que tener 50 coeficientes o mas, y no menor porque se pudo observar que no daban el resultado deseado. De esta manera, si la palabra era muy larga en pronunciación o corta, se aseguraba que los coeficientes de todas fueran iguales y con ello poder realizar una comparación y determinar la concordancia o diferencia entre las pronunciaciones.

D. Algoritmo de ANN

El modelo de red neuronal artificial que se decidió ocupar fue una red de tipo autoorganizada, llamada Mapa Autoorganizativo (SOM), debido a que en esta red neuronal se forman mapas de características que pueden ofrecer cierta efectividad para el uso de preprocesamiento de patrones para su reconocimiento[11]. Dicha red fue presentada por Kohonen[12], es por ello que la red también se llama red de Kohonen, donde básicamente consiste en formar mapas como el que aparece en la figura 5.

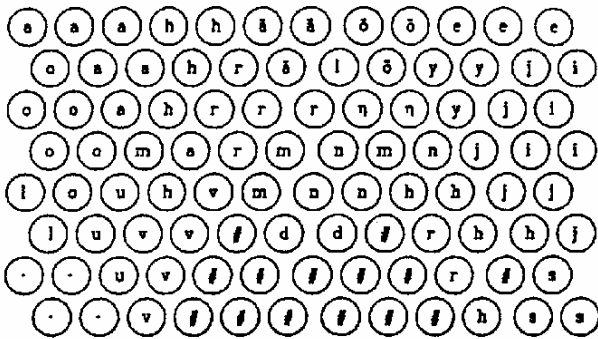


Figura 5. Mapa formado por Neuronas para los fonemas[13]

Los SOM ó mapas de Kohonen son redes neuronales que tienen la peculiaridad de tener un mapa organizado de sus pesos, mediante el algoritmo de entrenamiento.

Los SOM poseen un gran potencial de aplicabilidad práctica, clasificando patrones, cuantificando vectorialmente, reduciendo dimensiones, extrayendo rasgos, etc.

Este modelo tiene dos variantes denominadas LVQ (Learning Vector Quantization) y TPM (Topology Preserving Map) o SOM (Self Organizing Map), ambas se basan en el principio de formación de mapas topológicos para establecer características comunes entre las informaciones (vectores) de entrada a la red, aunque difieren en las dimensiones de éstos, siendo de una sola dimensión en el caso de LVQ y bidimensional o tridimensional en la red SOM. Estas redes se tratarán con mayor profundidad en secciones posteriores.

El aprendizaje en el modelo de Kohonen es de tipo Off-line, por lo que se distingue una etapa de aprendizaje y otra de funcionamiento. En la etapa de aprendizaje se fijan los valores de las conexiones (feedforward) entre la capa de entrada y la salida. Esta red utiliza un aprendizaje no supervisado de tipo competitivo, las neuronas de la capa de salida compiten por activarse y sólo una de ellas permanece activa ante una determinada información de entrada a la red, los pesos de las conexiones se ajustan en función de la neurona que haya resultado vencedora[14]. (ver figura 6).

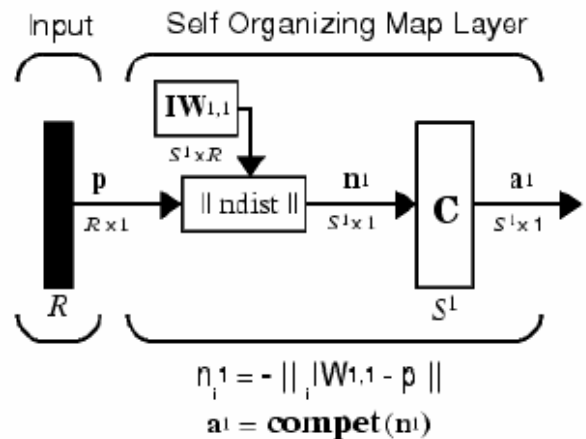


Figura 6. Estructura de una SOM

En fase de aprendizaje cada neurona del mapa sintoniza con diferentes rasgos del espacio de

entrada. El proceso es el siguiente: Tras la presentación y procesamiento de un vector de entrada $x(t)$, la neurona vencedora modifica sus pesos de manera que se parezca un poco más a $x(t)$. De este modo, ante el mismo patrón de entrada, dicha neurona responderá en el futuro todavía con más intensidad.

Sin embargo el modelo de mapa de Kohonen aporta una importante novedad, pues incorpora a este esquema relaciones entre las neuronas próximas en el mapa [14]. Esto quiere decir que el mapa puede clasificar en la fase de aprendizaje algunas variantes del patrón, como por ejemplo la pronunciación de la palabra "A" más de una vez por la misma persona, que dicha palabra no es igual en ninguna de las veces. Con ello la ANN puede clasificar de manera correcta las variaciones que se pueden presentar cuando un hablante pronuncie la misma palabra.

El algoritmo de aprendizaje autoorganizado basa su funcionamiento en las distancias euclídeas para determinar la neurona ganadora y la cual se asemejará a la entrada, actualizando sus pesos para obtener los más óptimos.

De esta manera se obtuvo un mapa autoorganizado de pesos, que correspondían a cada una de las palabras pronunciadas, completadas con las variantes de cada palabra, también incluidas en el mapa autoorganizado, abarcando de manera considerable todas las posibilidades de nuestra base de datos.

Con la base de datos ya convertida en coeficientes LPC, se realizó la fase entrenamiento de la SOM, para obtener el mapeo de las palabras. Una vez que se obtuvo esto se procedió a comenzar probar las palabras de la base de datos con la red para ver que clasificación obteníamos.

E. Algoritmo de DTW

Uno de los problemas básicos y asociados con la comparación de secuencias para palabras que vienen de diferentes pronunciaciones y hablantes, debido a que no son iguales en condiciones, es por

ello que debe realizarse una normalización o alineamiento[15].

La alineación o normalización consiste en realizar una programación dinámica, donde se tomará una señal como patrón y otra como señal de comparación. Con ello la señal patrón se estirará o se comprimirá para encontrar los picos característicos de las dos señales para establecer un camino, que entre más sean similares las señales será más recto (ver figura 7)

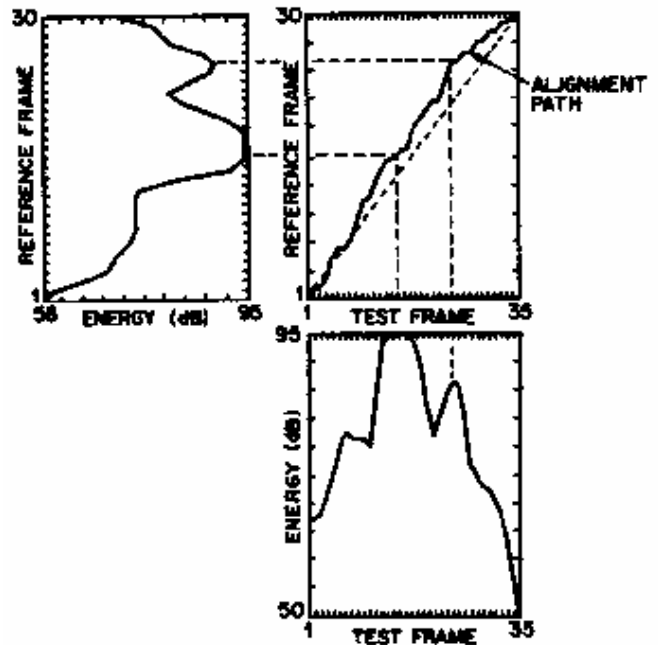


Figura 7. Alineamiento Temporal de una señal de referencia con una señal de testeo[16].

Para utilizar el algoritmo DTW, se tomaron las voces capturadas sin pasarlas por la conversión del LPC, ya que como el algoritmo esta basado en el tiempo, no serviría tener los coeficientes del LPC que representan la frecuencia.

Se tomo un patrón como base para poder comparar con las voces que se van a reconocer, por lo cual se hizo una selección meticulosa sobre cada una de las palabras, por lo que se decidió tomar un promedio de cada una de las palabras a reconocer para tenerlas como patrón de referencia.

F. Algoritmo de HMM

El algoritmo de HMM fueron introducidos en los años 60's y 70's, y han ido en aumento en su uso debido a dos fuertes razones. La primera a que el modelo es rico en aspectos matemáticos, lo que lo hace versátil en múltiples aplicaciones y que trabajan bien en la práctica[17].

El HMM se basa en probabilidades, dichas probabilidades son estocásticas (esto quiere decir que su suma es igual a 1), por lo que en una palabra se parte de una palabra o fonema y de ahí se pasa de acuerdo a una probabilidad para saber que palabra se pronunció.

A primera instancia se realizó una conversión de coeficientes de LPC por letras para un fácil manejo en la evaluación. Dicha conversión que toma los promedios obtenidos de cada una de las palabras de la base de datos, comparando cada coeficiente de los promedios con cada coeficiente recibido de la pronunciación efectuada, para obtener una distancia euclídea, y así la menor distancia entre el coeficiente de la palabra recibida y los promedios es la letra a la que se convertirá dicha secuencia.

Una vez tenida la secuencia de letras de la palabra pronunciada, se introduce al algoritmo de Viterbi para evaluar el comportamiento de la palabra y su probabilidad de que corresponda a una de las palabras guardadas en la base de datos. El HMM que se utilizó para la evaluación del algoritmo de Viterbi se presenta en la figura 8.

El *algoritmo de Viterbi* fue inicialmente desarrollado para encontrar, dada una secuencia de símbolos, la serie de transiciones más probable entre los estados de una cadena de Markov necesaria para producir dicha secuencia[18]. Pero en la actualidad ha sido utilizado para encontrar un camino extremal en la programación dinámica.

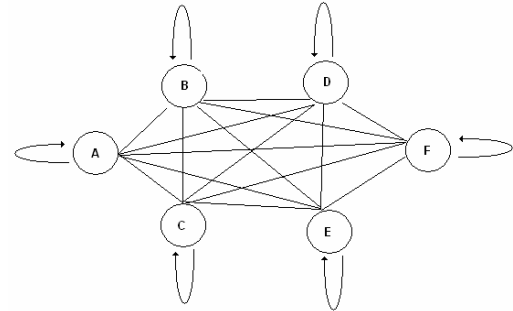


Figura 8. Modelo Oculto de Markov utilizado para evaluación del algoritmo de Viterbi.

El algoritmo de Viterbi se inicializa con una de las letras establecidas, dependiendo de cual de ellas tuvo el mayor número de repeticiones en la secuencia de letras, por ejemplo si se pronunció la palabra casa y al realizar la conversión a letras se obtuvo que en la secuencia se tienen más letras A, se inicializa con las probabilidades de A, si hubiera sido B, se inicializaría con las probabilidades de B, y así sucesivamente[19].

Finalizando la evaluación se obtienen once probabilidades, donde la mayor probabilidad será la palabra pronunciada.

G. Modelo de Mayoría

Una vez que se tiene el reconocimiento individual de cada algoritmo se procede a realizar una decisión de mayoría que nos dará el resultado final del sistema y determinará que palabra se pronunció.

En la figura 9 se presenta el diagrama de flujo del reconocimiento de voz empleado en este documento.

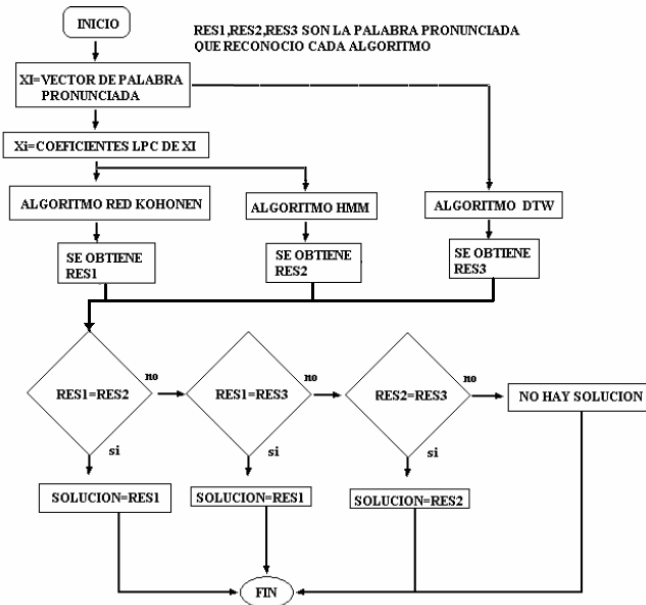


Figura 9. Diagrama de flujo del reconocimiento de voz empleado.

H. Resultados

Se realizaron varias pruebas al sistema de manera individual para cada algoritmo, y de forma conjunta, tomando como base las pronunciaciones de los números del 0 al 9 y la palabra fin, para poder tener a futuro una aplicación en concreto, por ejemplo poder digitar un teléfono con la voz, o mover una silla de ruedas, etc.

Los resultados encontrados se muestran en la tabla 1, donde se puede observar que de manera individual que se está estableciendo cada reconocedor alrededor del 80%, pero al juntarlos en el modelo de mayoría se obtuvo un promedio del 97%, que era el modelo que nos interesaba. Cabe hacer mención que las pruebas aquí presentadas se realizaron a un solo hablante y se utilizaron los algoritmos para reconocer la palabra en tiempo discontinuo.

Palabra Pronunciada	ANN	HMM	DTW	Modelo de Mayoría
1	80%	75%	95%	100%
2	90%	90%	85%	100%
3	80%	90%	100%	90%
4	85%	90%	95%	100%
5	95%	90%	100%	100%
6	65%	75%	100%	100%
7	85%	85%	95%	95%
8	70%	70%	95%	95%
9	65%	75%	80%	100%
0	65%	75%	80%	100%
Porcentaje de aciertos	81%	84%	95%	97%

Tabla 1. Porcentaje de aciertos por palabra y por algoritmo de reconocimiento.

En la figura 10 se presenta el porcentaje de aciertos por cada reconocedor.

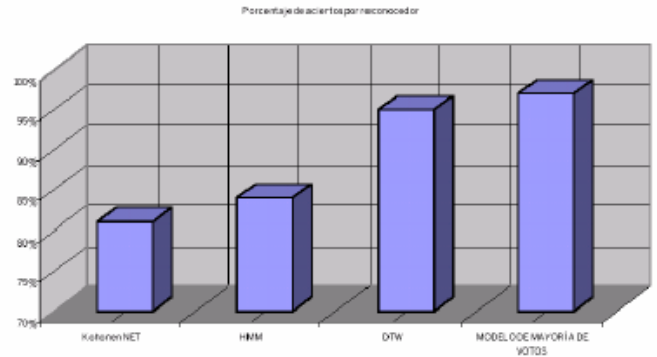


Figura 10. Porcentaje de aciertos por reconocedor

III. CONCLUSIONES

Se puede observar que de manera individual quien tiene un mayor porcentaje de aciertos es el algoritmo DTW, y los otros dos algoritmos presentan un porcentaje alrededor del 80%.

El modelo de mayoría representa un 97%, esto es un 2% más que el algoritmo de DTW, es por lo que puede ser cuestionable su eficiencia vs. Tiempo, ya que el DTW sería más rápido al no tener que correr más algoritmos.

El uso de una base de datos adecuada es importante, debido a que la pronunciación de las personas no siempre es igual y se debe tratar de dejar una base de datos uniforme y no tomar en cuenta las características más extremas, como lo

puede ser la palabra más rápida ó la palabra que se grita, debido a que en el cálculo de los promedios con los que se maneja tanto la red neuronal y el HMM, puede verse afectado de una manera considerable por valores extremos que nos pueden dar un reconocimiento erróneo en la aplicación.

El entrenamiento de la red Kohonen debe ser el suficiente y adecuado para poder tener una clasificación adecuada de índices de cada palabra y tener un reconocimiento correcto, al igual que se debe tener cuidado con no sobreentrenar a la red porque en lugar de traer beneficios puede ofrecernos desventajas.

El algoritmo de HMM debe tener probabilidades adecuadas para la evaluación del algoritmo de Viterbi, ya que si no se tienen bien planteadas se pueden tener errores en el reconocimiento, por lo cual la rutina de conversión de coeficientes LPC a letras es de suma importancia ya que es la que determina el tipo de probabilidades a usar y con ello se debe tener bien establecidos los promedios para un desempeño eficiente.

En otros trabajos analizados, se ha obtenido un 92.75% de reconocimiento[20], en otro superior al 90%[21], mientras que en nuestro algoritmo de DTW alcanzamos niveles cercanos al 95% de reconocimiento, y con el modelo de mayoría cerca de un 97%, por lo cual se puede concluir que el sistema es de manera eficiente en comparación con otros sistemas.

En comparación con un sistema similar encontrado en la investigación, el reconocimiento que se realiza en nuestra propuesta alcanza en los dígitos 1,2,3,4 mayor porcentaje que en el sistema de reconocimiento mediante una red de Kohonen[22], con un 30% más de eficiencia.

Las principales ventajas del sistema de reconocimiento de mayoría de votos es que si un algoritmo, como puede ser el DTW, tiene otros dos algoritmos que respaldan la respuesta, aunque esto puede originar una enorme desventaja que es el tiempo en que tiene que recorrer los tres algoritmos para obtener un resultado.

Los algoritmos de ANN y HMM pueden mejorar su porcentaje de reconocimiento mejorando la señal de entrada de cada palabra, ya que se vio que es lo que afecta en su comportamiento, por lo que en futuros trabajos se pretende llegar a ello.

La aportación de este trabajo son los algoritmos de reconocimiento de voz para un área donde no se han realizado, y que demostraron tener un porcentaje de reconocimiento considerable, para futuras aplicaciones en la región.

IV. REFERENCIAS

- [1] DISABILITY, "Discapacidad y desarrollo inclusivo en América Latina y el Caribe", Recuperado el 28 de agosto de 2007, en <http://web.worldbank.org/WBSITE/EXTERNAL/TOPICS/EXTSOCIALPROTECTION/EXTDISABILITY/0,,contentMDK:20286156~pagePK:210058~piPK:210062~theSitePK:282699,00.html>
- [2] INEGI (2000), "*XII Censo general de población y vivienda 2000*", Recuperado el 28 de Agosto de 2007, de http://www.inegi.gob.mx/prod_serv/contenidos/espagnol/bvinegi/productos/censos/poblacion/2000/definitivos/Nal/tabulados/00di02.pdf
- [3] TERRA(2005), "*México con 10 millones de discapacitados*", Recuperado el 28 de agosto de 2007, de <http://www.terra.com.mx/mujer/articulo/176788/>.
- [4] D.H. Milone, "*Reconocimiento automático del habla con redes neuronales artificiales*", *Revista Ciencia, Docencia y Tecnología, EdUNER, Concepción del Uruguay, (in review, dic. 2004)*.
- [5] H.L. Rufiner, D.H. Milone, "*Sistema de reconocimiento automático del habla*", *Revista Ciencia, Docencia y Tecnología, Año XV, no. 28, pp. 149-178, EdUNER, Concepción del Uruguay, May. 2004*.
- [6] Bernal Bermúdez Jesús, "*Reconocimiento de voz y fonética acústica*", Ed. Alfa Omega, México, 2000.
- [7] San Martin S. César, Carrillo A. Roberto "*Implementación de un reconocedor de palabras*

- aisladas dependiente del locutor*”, Revista Facultad de Ingeniería, Año 12, No. 1, pp. 9-14, Universidad de Tarapacá, Arica, Chile. ISSN: 0718-1337. versión en línea, recuperada el 7 de septiembre de 2007, de <http://redalyc.uaemex.mx/redalyc/pdf/114/11412102.pdf>
- [8] Rabiner Lawrence, Juang Biing Hwang, “*Fundamentals of Speech Recognition*”, Ed. Prentice Hall, U.S.A., 1993.
- [9] Rabiner L.R., Schafer R.W., “*Digital Processing of speech signals*”, Ed. Prentice Hall, U.S.A., 1978. pp.397
- [10] Rabiner L.R., Schafer R.W., “*Digital Processing of speech signals*”, Ed. Prentice Hall, U.S.A., 1978. pp.411
- [11] Kohonen, Teuvo, “*Self-Organizing Maps*”, Ed. Springer, Alemania, 2001, pp.105
- [12] Kohonen, Teuvo, “*Self-Organizing Maps*”, Ed. Springer, Alemania, 106
- [13] Kohonen, Teuvo, “*Self-Organizing Maps*”, Ed. Springer, Alemania, 2001, pp.127
- [14] Martín del Brío Bonifacio, Sanz Molina Alfredo, “*Redes Neuronales y Sistemas Difusos*”, Ed. Alfa Omega pp. 89-96
- [15] Rabiner Lawrence, Juang Biing Hwang, “*Fundamentals of Speech Recognition*”, Ed. Prentice Hall, U.S.A., 1993. pp. 201
- [16] Rabiner Lawrence, Juang Biing Hwang, “*Fundamentals of Speech Recognition*”, Ed. Prentice Hall, U.S.A., 1993. pp. 239
- [17] Rabiner Lawrence, “*A Tutorial of Hidden Markov Models and Selected Applications in Speech Recognition*”, Proc. IEEE, vol. 77, No. 2, 1989, pp. 257-286
- [18] G.D.Forney: “*The Viterbi Algorithm*”. pp.268-278, Proc. IEEE, vol.61,1973.
- [19] De Luna O. Carlos A., “*Reconocimiento de voz con redes neuronales y modelos ocultos de markov*”, Tesis de Maestría, Instituto Tecnológico de Aguascalientes, Ags. México, 2005
- [20] Villamil Espinosa Iván Horacio, “*Aplicaciones en reconocimiento de voz utilizando HTK*”, Tesis. Pontifica Universidad Javeriana. Santa Fe de Bogota, Colombia. Mayo 2005. Recuperado el 11 de Septiembre de 2007 de <http://www.javeriana.edu.co/biblos/tesis/ingenieria/tesis95.pdf>
- [21] Ávila Clemente Vicenta, Ferrer Manchón Antonio, “*Análisis Comparativo de dos Sistemas de Reconocimiento de Voz de Habla Discreta en Personas con Alteraciones del Habla*”, Dpto. Psicología Evolutiva y de la Educación. Universidad de Valencia. 2001. Recuperado el 11 de Septiembre de 2007 de http://acceso.uv.es/Unidad/pubs/2001-isaac/Isaac2001_reconoci.htm
- [22] Merlo, G; Fernández, V.; Caram, F.; Priegue, R. y García Martínez, R., “*Reconocimiento de la voz mediante una red Neuronal de Kohonen*”, Facultad de Ingeniería de Buenos Aires, 1997. Recuperado el 11 de Septiembre de 2007, de <http://www.fi.uba.ar/laboratorios/lsi/c-reconocimientodevozconkohonen-cacic97.pdf>

ROBOT MÓVIL CON BRAZO DE CARGA CONTROLADO A TRAVÉS DE RADIOFRECUENCIA

Villegas Rosas Gerardo, Azucena Coyotécatl Honorato, Barahona Avalos Jorge, Sánchez Medina Godolfredo, Morales Pizarro Oscar, Espinosa Maya Eduardo, Mora Atenco Rafael.

Grupo de Mecatrónica, Facultad de Ciencias de la Electrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla
Av. 18 Sur y San Claudio S/N, Col. San Manuel, Ciudad Universitaria, Puebla, Pue72570, México
Tel. 2222295500, Ext. 7405, correo electrónico: gvi@ece.buap.mx, jbarahona@ece.buap.mx

RESUMEN

Este artículo aborda el diseño, desarrollo y construcción de un robot móvil con un brazo de carga de tres grados de libertad. Se integra un medio con el cual se observa el entorno y de esta manera guiar tanto al robot móvil o al brazo de carga hacia un objetivo determinado. Este prototipo se controla en forma inalámbrica, radiofrecuencia. El móvil tiene los movimientos de: avance, retroceso, derecha e izquierda. Todos estos movimientos se controlan a través de una perilla para el móvil y un teclado para el brazo. La distancia a controlar ambos varía de acuerdo a las condiciones del entorno y que va desde 50 a 100 metros en las mejores condiciones.

Palabras clave: Teleoperación, microcontroladores, transmisión, recepción.

I. INTRODUCCIÓN

El hombre a través del tiempo ha venido utilizando diversas herramientas para aumentar el alcance de su capacidad de manipulación. En un principio, utilizaba palos para hacer caer la fruta madura de un árbol. En la actualidad existen dispositivos más complejos, por ejemplo accionando una pinza a distancia, que permiten alcanzar objetos que se encuentran en lugares de difícil acceso.

Pero no sólo se han venido utilizando herramientas para aumentar la capacidad de manipulación en cuanto a distancia se refiere. El uso de otro tipo de herramientas, como las pinzas de un herrero, que han sido utilizadas desde hace mucho tiempo para transportar o manipular

piezas candentes o sustancias peligrosas para el ser humano, como puede ser el caso de los materiales radiactivos. Estos desarrollos llevaron finalmente a lo que se conoce como sistemas de teleoperación maestro -esclavo, en los que un manipulador denominado esclavo reproduce fielmente los movimientos de un dispositivo o manipulador maestro, controlado a su vez manualmente por un operador humano.

Se puede decir que es entonces cuando la teleoperación cobra importancia como tecnología. Cada vez el área de acción de la teleoperación es más grande y va adquiriendo mayor importancia, las aplicaciones en la actualidad pueden ir desde la diversión y el entretenimiento hasta el rescate de personas en peligro. En los sistemas de teleoperación de robots la intervención del operador humano muchas veces es imprescindible, especialmente en entornos no estructurados y dinámicos en los cuales los problemas de percepción y planificación son muy complejos. En muchos casos, el operador está físicamente separado del robot, existiendo un sistema de telecomunicaciones entre los dispositivos que utiliza directamente el operador y el sistema de control del robot. La intervención del operador puede producirse en muchas formas, desde la teleoperación directa de los actuadores de las articulaciones, hasta la simple especificación de movimientos, o incluso de tareas, que se realizan de manera automáticamente en el entorno. Un avance importante de la teleoperación son las diversas aplicaciones que podemos encontrar en sistemas de telecomunicaciones, la realidad virtual, la telecirugía, en los que la precisión es muy

importante, por otro lado tenemos la teleoperación de robots en el espacio y en misiones de rescate entre otras. Este artículo está organizado de la siguiente manera en la sección II, se da la descripción del vehículo robot y del brazo de carga, en la sección III está el diseño electrónico para el control de ambos, en la sección IV se muestra la programación realizada y en la sección V se presentan los resultados y conclusiones.

II. DESCRIPCIÓN DE VEHÍCULO Y DEL BRAZO DE CARGA

Existen diferentes tipos de configuraciones para robots móviles [1]. En este trabajo se usa la configuración diferencial, es decir el direccionamiento viene dado por la diferencia de velocidades de las ruedas laterales. La tracción se consigue con esas ruedas, aunque existen más ruedas de soporte. Las principales características de un robot con una configuración diferencial son: contar con dos ruedas laterales, las cuales proporcionan el sistema de direccionamiento y la tracción del robot móvil, contar con una o más ruedas de soporte y tener tres grados de libertad. El robot móvil cuenta con 6 motores, dos son empleados para su desplazamiento, que nos dan el movimiento de avance, retroceso, izquierda y derecha. Tres motores son para el movimiento del brazo por lo cual se tiene tres grados de libertad y uno para la pinza o efector final. Tres motores son de la marca kelvin con reductor de 280 a 1 y los otros 3 son de la marca TAMIYA con reductor de 80 a 1. El desplazamiento del robot, se realiza a través de ruedas tipo oruga, las cuales tienen integradas dos bandas, las cuales van sujetas a 4 ruedas, 2 ruedas están fijadas a dos motores y las otras dos ruedas están sujetas a un eje el cual giran al colocarle la banda.



Figura 1. Tracción del robot

Las ruedas delanteras tienen la tracción y las de atrás tienen movimiento unidireccional y dan soporte al móvil como se muestra en la figura 1. En el caso de nuestro robot móvil, el brazo y las ruedas están construidas de aluminio, las llantas tipo oruga, tienen ranuras para poder tener agarre al colocarle unas bandas.

Brazo del robot

Un brazo robot [2] está diseñado para alcanzar un lugar específico, localizado dentro de su área de trabajo y representado por una esfera, la cual se determina de acuerdo con los grados de libertad y que puede generar una serie de combinaciones de movimientos con el fin de posicionar su efector final en el lugar que se necesita alcanzar. En nuestro caso el brazo tiene tres movimientos o grados de libertad. Estos son: movimiento giratorio de la base, movimiento del antebrazo hacia arriba y hacia abajo, movimiento del brazo hacia arriba y hacia abajo, y apertura o cierre de la pinza de agarre. Para generar los movimientos del brazo se utilizaron tres motoredutores. El espacio de trabajo del brazo corresponde a un movimiento de 180° grados en el plano x-y, un movimiento de 90° grados en el plano y-z. En la figura 2 se muestra el móvil y el brazo mecánico.

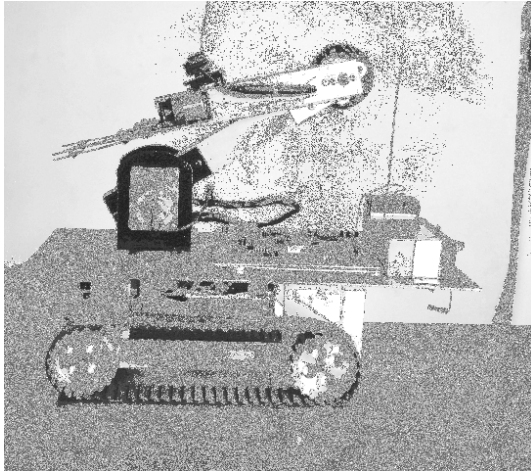


Figura 2. Brazo de carga del robot

Efactor Final

Las pinzas [3] han sido diseñadas para que el robot cargue o descargue objetos y transporte materiales. Los tipos de pinzas más comunes pertenecen al tipo llamado pivotante. Los dedos de la pinza giran en relación con los puntos fijos del pivote. De esta manera, la pinza se abre y se cierra.

III. ELECTRÓNICA DEL ROBOT MÓVIL Y BRAZO DE CARGA

Para que el robot móvil reconozca su entorno es necesario dotarlo de sensores [4], los cuales nos ayudaran a llegar a nuestro objetivo. El robot cuenta con sensores de proximidad los cuales se utilizan para que el robot móvil evite obstáculos. En nuestro caso detectamos objetos al recibir una señal infrarroja modulada a 38 KHz. y de esta manera evitamos interferencias provenientes de cualquier otra fuente de luz. Esto lo hace ideal para trabajar en condiciones de poca luz o sin luz sin que le afecte. El robot emitirá mediante LEDS infrarrojos una señal modulada a 38 KHz. (puede usarse un 555 para la modulación), la cual, al ser rebotada por los objetos, será captada por el sensor PNA4602M, detectando de esta forma los objetos que se encuentren en su camino. Con este tipo de sensor es posible detectar objetos hasta un metro de distancia aproximadamente. El robot móvil utiliza tres sensores de proximidad los cuales están instalados en la parte frontal izquierda, central y derecha del robot móvil.

Microcontroladores

El microcontrolador [5] es el cerebro del robot móvil ya que controla el comportamiento y acciones que tomara el robot. La unidad de control que ejecuta el algoritmo de control del robot, el proceso de las órdenes para los actuadores del vehículo y la adquisición de señales provenientes de los sensores esta basada en un microcontrolador, aprovechando al máximo los recursos con los cuales cuenta y con esto se reduce los componentes electrónicos a utilizar. Se utilizan dos microcontroladores una para la transmisión de datos y otro para la recepción de los mismos. Los microcontroladores seleccionados para esta aplicación son el PIC16F84A y el PIC16F877A de la compañía Microchip.

Cámara Inalámbrica

Para poder guiar al robot móvil y al brazo mecánico, se coloco una conjunto de cámara inalámbrica con emisor y un receptor que recibe audio, video y que puede ser conectado a una computadora o a un televisor. Su alimentación es de 12v/500mA y de 8V/200mA y su resolución es de 537(horizontal) por 550 (vertical) píxeles, y proporciona una salida de video de 1Vp-p, el rango de temperatura trabajo es de 0-40 °C, frecuencia de transmisión es de 1.2GHz. Su peso es de 150 gramos, consume una potencia de 2W y con un alcance de 50 a 100 metros dependiendo el medio ambiente. La cámara se colocó en el brazo antes del efector final, ambos se muestran en las figuras 3 y 4.



Figura 3: cámara inalámbrica



Figura 4: Receptor de cámara inalámbrica

Sistema de transmisión y recepción

En la figura 5 tenemos el diagrama a bloques de la transmisión y recepción de información para poder controlar el robot móvil y el brazo.

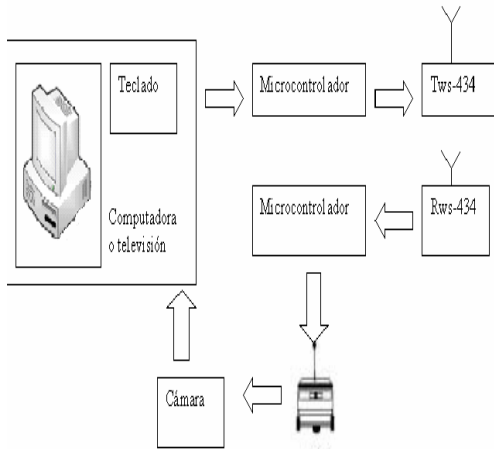


Figura 5: Transmisión y recepción

Transmisión

Se utilizó el transmisor TWS-434A que opera 433.92MHz, y tiene una potencia de salida de hasta 8mW. Que usa modulación del tipo ASK. Tiene un alcance (100 metros aproximadamente.), este minúsculo modulo de RF tiene aplicación para mando a distancia o comunicaciones inalámbricas de datos, y son fáciles de usar. Este va conectado a un PIC16F877A y los datos se manejan de forma serial y en la figura 6 se muestra un teclado con perilla con el cual controlamos tanto al robot móvil y el brazo.

Receptor

Para la recepción de datos se utilizó el RWS-434 que opera a 433.92MHz, y tiene una sensibilidad de 3uV. El receptor RWS-434 opera con una

alimentación entre 4.5 y 5.5 VDC y salida digital, además contiene un capacitor variable para ajustar la frecuencia de recepción. En la figura 7 se muestra el receptor utilizado.



Figura 6: Teclado y perilla

Como se observa en el diagrama a bloques se utilizan dos PIC's, uno para la transmisión y otro para la etapa de recepción que a su vez va conectada a una etapa de potencia, en este caso se utilizaron puentes H para la activación de los motores. El L293B es un drive de 4 canales capaz de proporcionar una corriente de salida de hasta 1A por canal. Cada canal es controlado por señales de entrada compatibles TTL y cada pareja de canales dispone de una señal de habilitación que desconecta las salidas de los mismos.



Figura 7: Receptor RWS-434 RF

IV. PROGRAMACIÓN DEL ROBOT

Para llevar a cabo la navegación teleoperada se usó un control inalámbrico en el cual al presionar una tecla, se envía una señal codificada a través del transmisor, y al recibir ese dato en el receptor se decodifica y compara si es el correcto para una determinada función a realizar. Para saber la función de cada tecla y poder realizar algún movimiento al robot móvil, en la Tabla 1, se

describe cada una de las funciones del teclado y perilla.

Tecla	Descripción	Hex
1	Atrás motor 4	1B
2	Atrás motor 3	1D
3	Atrás motor 2	13
4	Adelante motor 4	14
5	Adelante motor 3	1C
6	Adelante motor 2	17
7	No se utiliza	19
8	No se utiliza	18
9	No se utiliza	1E
0	Modo autónomo	16
*	Modo manual	1A
#	Modo manual	15
←	Izquierda carro	1D
→	Derecha carro	1B
↑	Adelante carro	77
↓	Atrás carro	1E
A	Cerrar garra	0F
B	Abrir garra	0F

Tabla 1: Funciones del teclado y perilla

Para el caso del el transmisor lo primero que se hizo fue configurar los puertos D y el A, como entradas y configurar el puerto USART como salida para la transmisión de datos en forma serial y el puerto B como salida.

Se realizaron pruebas del teclado pulsando alguna tecla, comparamos el código de la tecla con los datos que tiene el programa, si corresponde alguno de ellos se envía el nuevo dato por el puerto USART, también se activa una terminal del puerto B para saber si se envió el dato, y así se hace repetidamente con cada tecla de nuestro control. En la figura 8 se muestra el algoritmo de control de nuestro transmisor donde se describe brevemente el funcionamiento.

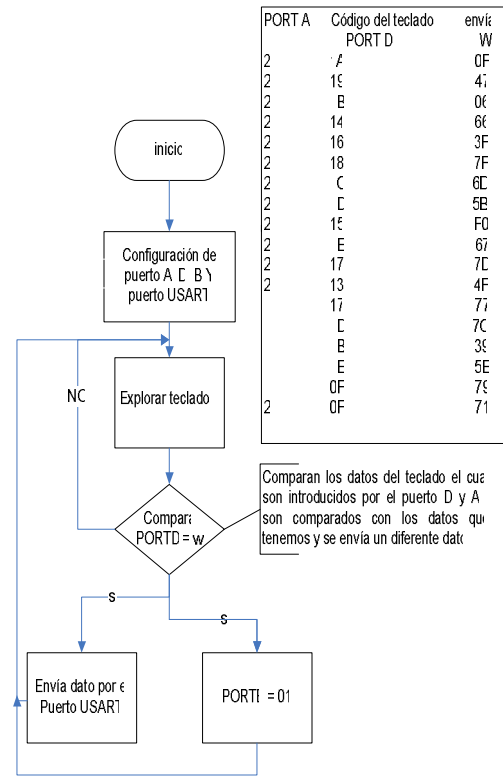


Figura 8: Algoritmo para la transmisión

Para la recepción se configuró el puerto USART como entrada y los puertos A, B, C, D como salidas, exploramos la terminal 7 del puerto USART y si hay un dato, se usa la subrutina mostrada en la figura 9. En la cual se analizan los datos que lleguen y se compara con los datos que de esta subrutina, si corresponde con alguno de ellos se envía a través de algún puerto A y se activa el motor correspondiente a ese código.

V. CONCLUSIONES

Las pruebas realizadas al robot móvil y al brazo de carga, ambos teleoperados resulto satisfactoria, ya que se manipular ambos a una distancia cercana a los 80 metros en condiciones normales. Se considera que la electrónica diseñada es económica y reducida debido al uso de microcontroladores los cuales hacen robusto al diseño.

Una desventaja del robot móvil es que es lento, debido a los motoredutores utilizados, ya que no se contaba con suficiente apoyo económico.

Este proyecto se sigue desarrollando para trabajar ahora al robot móvil de manera autónoma incorporándole un GPS.

- [4] Torres F., Pomares J., *Robots y sistemas sensoriales*, Prentice Hall, 2002.
- [5] Angulo U., Angulo I., *Microcontroladores PIC: Diseño práctico de aplicaciones*, Prentice Hall, 2002.

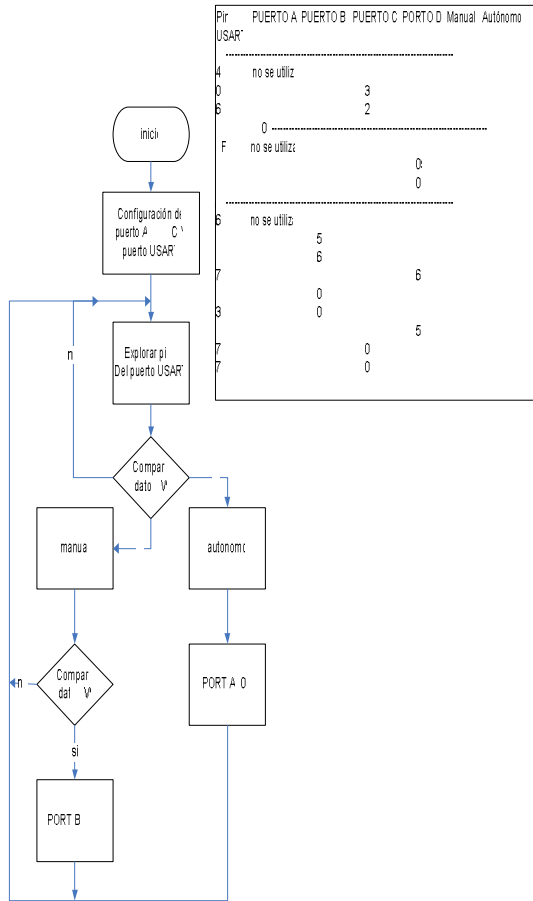


Figura 9: Algoritmo de Recepción

VI. REFERENCIAS

- [1] Ollero Boturone Aníbal, *Robótica, manipuladores y robots móviles*, Alfa Omega Marcombo, 1994.
- [2] Kelly R., Santibáñez V., *Control de movimiento de Robots Manipuladores*, Prentice Hall, 1994.
- [3] Barrientos A., Peña Luis F., Balaguer C., *Fundamentos de Robótica*, Mac Graw Hill, 1994.

Robot Seguidor de Línea Configurable (Velocidad y Características de Línea a Seguir)

Daniel A. Porrugas Verde, Joel A. López Ceballos, Manuel Hernández Cuevas, Javier Méndez Ancona

Ingeniería en Electrónica
Instituto Tecnológico de Veracruz

Miguel Ángel de Quevedo s/n Entre J.P. Silva y Raz y Guzmán. Veracruz, Ver. México. 229 9388104
danielporragas@hotmail.com, jalc_@hotmail.com, cuevas58@hotmail.com, jmayga@yahoo.com.mx

RESUMEN

Actualmente los robots seguidores de línea presentan características diseñadas para un tipo de pista preestablecida, lo cual limita el desempeño en pistas para las cuales no fueron construidos, ej. Diferente fondo y color de línea y/o diseño del recorrido (inadaptabilidad).

El objetivo es diseñar y construir un robot seguidor de línea capaz de modificar con previo ajuste y dependiendo de las características de la línea a seguir, (color, tamaño y fondo) su configuración y velocidad.

Por lo tanto es necesario a) revisar los distintos tipos de seguidores de línea, b) identificar el problema de la inadaptabilidad de los robots y c) hallar la manera de corregir dichas limitaciones ya sea en hardware o software.

Palabras Clave: Robótica, seguidor de línea, adaptabilidad.

I. INTRODUCCIÓN

Un robot seguidor de línea es un robot armado de tal manera que pueda seguir una línea blanca en fondo negro o línea negra en

fondo blanco y debe ser capaz de mantenerse siguiendo la línea tras el pase de rectas, curvas, curvas cerradas en codo y mantenerse a una velocidad constante. El objetivo de estos robots es recorrer un circuito propuesto previamente en el menor tiempo posible sin salirse de la pista. [1]

Estado del Arte.

Debido a la gran diversidad de información y de modelos de robots seguidores de línea la información mostrada en esta sección se basa en las principales y más recientes búsquedas de la red.

Existen diversas maneras de construir el robot seguidor de línea, a continuación se mencionan algunas:

En [2] se realiza un seguidor de línea mediante transistores, el funcionamiento es parecido al reportado en este artículo, con una entrada de dos opto-acopladores, que dependiendo del que esté en funcionamiento es como va a excitarse la base de dichos transistores para el movimiento de las ruedas con respecto a la respuesta que arroje el opto acoplador.

En [3]; Un seguidor de línea controlado por microcontroladores del tipo GP_Bot desarrollado por Motorola. Su estructura mecánica es similar a la usada en este reporte, con opto-acopladores y lógica mediante el microcontrolador 68hc908gp32 de Motorola.

Esta disponible en Internet un robot que esta realizado con un PIC (16F877) pero usa servomotores de giro continuo para el movimiento [4].

Un proyecto realizado por medio del PIC16F84 se encuentra en [5], donde se muestra un diagrama de conexión y el programa para poder implementarlo.

La diferencia de este trabajo y el actual artículo, consiste en que el proyecto que se muestra en el libro está implementado para realizarse con 2 opto acopladores reflexivos CNY70, mientras que el proyecto que se muestra en las siguientes páginas está implementando con 3 opto-acopladores reflexivos CNY70, lo cual hace diferente al diagrama de conexiones y el programa, al mismo tiempo lo hace más complejo en su realización por tener mayor número de combinaciones dentro del programa y con esto lograr un mejor funcionamiento.

Para realizar el programa, se usa una tabla de verdad, la cual establece que ante una combinación de entrada –obtenida por los sensores- habrá una combinación de salida. Estas 3 entradas de los opto-acopladores pueden arrojar hasta 8 diferentes combinaciones, dando la orden, de que si al detectar una combinación prohibida o no reconocida, debe realizar la ultima acción obtenida hasta que los sensores reconozcan una combinación conocida y pueda seguir el programa como se plantea.

Por lo tanto, la diferencia principal que se observa del programa del libro con respecto a la lógica del proyecto presentado, se basa principalmente en la cantidad de opto-acopladores usados, así como la lógica en la programación.

II. MÉTODO

La composición del seguidor de línea presentado en este artículo empieza con un eje de 2 motores, donde cada motor da tracción a cada una de las ruedas, permitiendo así que cuando un motor no esté en funcionamiento y el otro si, el vehículo tome la dirección deseada. En el cuerpo del robot encontramos una base que conecta el eje de las ruedas delanteras con las traseras, en este caso esta unión la efectúa la placa donde se encuentran montados los componentes electrónicos y las baterías, que serán la fuente de alimentación del circuito en general. El robot consta de dos



ruedas que realizan la tracción y dos más que sirven como apoyo al esqueleto del robot.

Fig. 1. Vista frontal del seguidor de línea.

El arreglo de los opto-acopladores está montado sobre una base-soporte ajustable, con el propósito de que los sensores utilizados puedan ser configurados para el mejor desempeño del robot, dependiendo del tamaño de la línea a seguir (sensores laterales) y el ángulo de las curvas (sensor delantero); ésta es una característica muy importante, ya que le confiere al robot una flexibilidad mayor frente a sus similares.

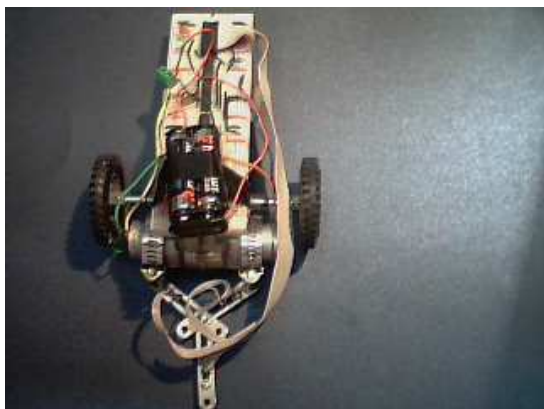


Fig. 2 Vista superior del seguidor de línea.



Fig. 3 Vista lateral del robot seguidor.

Como se puede observar en la figura 3 los sensores están colocados al frente del robot, donde el sensor delantero se coloca lo más adelante posible para que pueda detectar con tiempo el cambio de recta a curva a alta velocidad.



Fig. 4. Colocación frontal de los sensores.

Composición Electrónica

El CNY70 es un sensor óptico reflexivo que tiene una construcción compacta, el emisor de luz y el receptor se colocan en la misma dirección para detectar la presencia de un objeto utilizando la reflexión del infrarrojo sobre el objeto. La longitud de onda de trabajo es 950 nanómetros. El detector básicamente consiste en un fototransistor. Tiene una alta señal de salida. Tiene un bajo coeficiente de temperatura. Su detector es provisto de filtro óptico. Disipación de potencia de 200 miliWatts [6].

Las salidas de los opto-acopladores de reflexión se conectan a la entrada negativa de un OPAMP implementado como comparador. El voltaje de referencia se usa para calibrar la sensibilidad del sensor, pudiendo ajustarlos a seguir la línea bajo diversas condiciones de iluminación y colores. El OPAMP implementado en este proyecto es un LM324. El circuito integrado LM324 es un amplificador operacional cuádruple con entradas diferenciales verdaderas. Tiene ventajas sobre los amplificadores operacionales convencionales en aplicaciones de fuente sencilla de alimentación y puede trabajar con voltajes de alimentación desde 3 Voltios hasta 32 Voltios. Es de bajo consumo de energía y la salida del OPAMP es una señal de tipo TTL [7].

La señal de salida del OPAMP, se conecta a la entrada de un microcontrolador PIC, este dispositivo es capaz de (por medio de lenguaje ensamblador) programar las salidas para controlar los motores y realizar el ajuste necesario para que el Robot Seguidor trabaje con línea blanca en fondo negro, o una línea negra en fondo blanco. El PIC es un microcontrolador que fabrica la compañía Microchip. Aunque no son los microcontroladores que más prestaciones

ofrecen, en los últimos años han ganado mucho mercado, debido a su bajo precio, lo sencillo de su manejo, programación y la gran cantidad de documentación y usuarios que hay detrás de ellos. Generalmente se encuentran encapsulados en formato DIP [8].

El microcontrolador tiene conectado en una de sus terminales un interruptor de dos tiros un polo que controla el color de línea/fondo del circuito que recorrerá.

Las salidas del microcontrolador serán conectadas a un Driver Push-Pull. (L293) que alimenta el motor y hacer funcionar al sistema. Este es un driver de 4 canales capaz de proporcionar una corriente de salida de hasta 1A por canal. Cada canal es controlado por señales de entrada compatibles TTL y cada pareja de canales dispone de una señal de habilitación que desconecta las salidas de los mismos. Dispone de una patita de alimentación de las cargas que se están controlando, de forma que dicha alimentación sea independiente del sistema de control [9].

En este sistema los actuadores serán dos motores Mabuchi RS-540RH de CD. De 4.5 a 9.6 Voltios que alcanza las 11600 Revoluciones Por Minuto sin carga y las 9660 Revoluciones Por Minuto a su máxima eficiencia.

Otra de las características importantes presentadas es la capacidad de variar la velocidad del Robot. Para que el recorrido del robot sea más estable y preciso debemos variar la velocidad de este, ya que si la pista incluye curvas cerradas y rectas cortas lo mejor será disminuir la velocidad para mejorar la estabilidad del robot. Por el otro lado si la pista ofrece curvas prolongadas y largas rectas es posible aumentar la velocidad sin sacrificar la estabilidad del comportamiento.

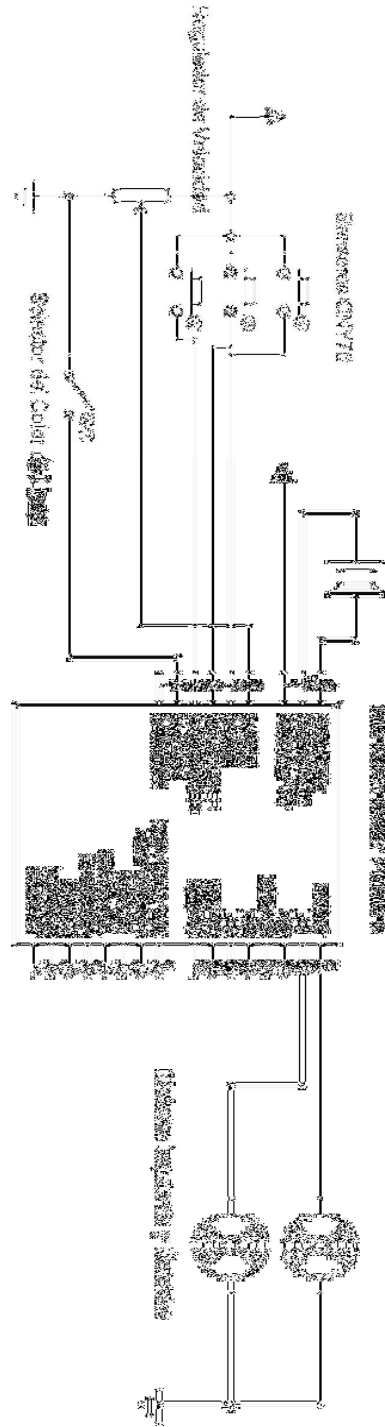
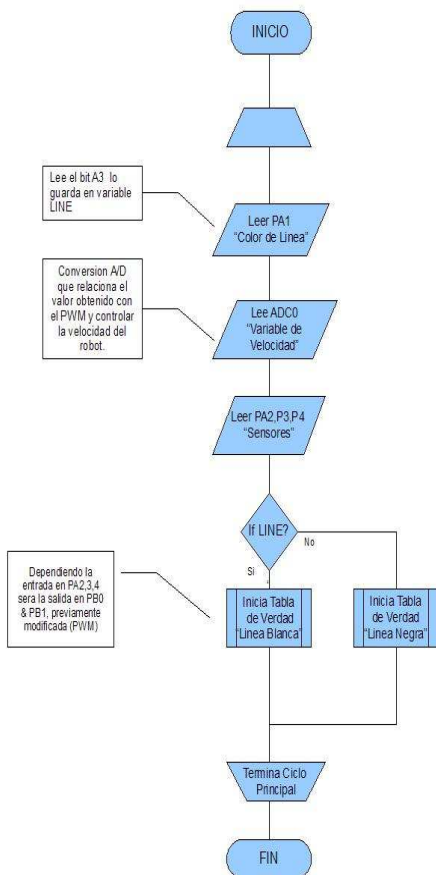


Fig.6 Circuito Electrónico

Programa

El programa básicamente es una tabla de Verdad con XXXX bits de entrada en RA obtendremos XX bits de salida en RB para llegar al objetivo deseado durante el recorrido. Para este programa se incorpora Port A como entradas y Port B como salidas:

Si el interruptor que controla el color de línea a seguir es activado, el programa será muy similar al previamente descrito con la única diferencia de que las combinaciones de entrada serán complementadas a dos; lo que quiere decir que el comportamiento de los CNY70 será inverso debido al cambio de colores de línea y fondo (blanco y negro)



III. Conclusiones

Las observaciones y pruebas realizadas son muy variadas, sin embargo se tratara de dar la información más importante y concisa para el correcto entendimiento de este artículo.

Prueba de Velocidad:

Al variar la velocidad del robot el usuario se da cuenta que el desempeño del vehículo es mejor en pistas donde abundan las líneas rectas y las curvas son prolongadas, sin embargo sacrificamos la habilidad del robot de dar vueltas eficientes y por el contrario su recorrido en las vueltas cerradas es burdo y en ocasiones se sale del camino y toma tiempo encontrar su camino otra vez. De esta prueba concluimos que el Tiempo que pierde en su ineficiencia en las vueltas puede ser compensado por su velocidad en las rectas.

Prueba de Color de la Pista:

Cuando el usuario selecciona el fondo y color de línea a seguir por medio de uno de los puertos del microcontrolador, el funcionamiento y el desempeño es prácticamente igual en los dos modos de configuración (línea blanca, fondo negro y línea negra, fondo blanco).

Prueba de Ancho de Línea:

El usuario puede ajustar la separación de los sensores laterales y del sensor delantero para ajustarse al ancho de línea y al ángulo de las curvas.

Al acortar las distancias de los sensores laterales el robot sigue con mayor precisión la línea, sin embargo, debido al constante lapso de frenado pierde velocidad aunque toma las curvas con precisión y no sale de su curso. Al igual que con el sensor delantero; decrementando su distancia vertical la

respuesta en las curvas será mejor, sin embargo oscilara en las rectas gradualmente.

Una vez realizadas, estudiadas y comprendidas estas pruebas se puede hacer una calibración con un método de “prueba y error” para lograr el desempeño más eficaz en cada tipo de pista ajustando el nivel deseado de cada aspecto configurable para así lograr su mayor desempeño.

Probablemente este proyecto desarrollado no sea el más rápido ni el más eficiente, sin embargo, se trata de seguir una filosofía en la cual los diversos dispositivos electrónicos sean fácilmente ajustables por el usuario y puedan recibir mejoras a futuro evitando así deshacerse de aquellos dispositivos que sean desplazados por otros de nueva generación. Los dispositivos usados para el desarrollo de este sistema de control son fáciles de conseguir, de un precio razonable y con un conocimiento básico acerca de ellos, son fáciles de usar. En conclusión; estos dispositivos podrían competir contra sistemas más complejos, de difícil acceso y de costo elevado. Con éste, se reforzaron los conocimientos adquiridos teórica y prácticamente para así poder diseñar sistemas que sean ajustables sin necesidad de hacer grandes cambios al sistema, conservando su unidad principal, siguiendo su objetivo y siempre listo para usarse.

El artículo que se presenta se basa en [10] con diversos arreglos y mejoras, como lo son el ajuste de los sensores para diferentes anchos de línea, así como la configuración del color/fondo a seguir y la regulación de velocidad por medio de PWM.

IV. Referencias

- [1]. http://es.wikipedia.org/wiki/Robot_seguidor_de_línea
- [2]. http://www.x-robotics.com/robots_simple.htm
- [3]. http://arantxa.ii.uam.es/~gdrivera/robotica/gp_bot/gp_bot.htm
- [4]. <http://www.monografias.com/trabajos-pdf/robot-seguidor-linea/>
- [5]. Microcontroladores PIC: Diseño práctico de aplicaciones 2º Parte. José M. Angulo Usategui / Ignacio Angulo Martínez. Mc. Graw Hill
- [6]. Vishay. CNY70. Sensor optico reflexivo con salida de transistor
- [7]. Texas Instruments. LM124, 224, 324, 2902. Amplificador Operacional Cuádruple.
- [8]. Microchip. 16F84. Microcontrolador Flash de 8bits
- [9]. SGS-Thomson. L293B. Driver Push-Pull de 4 canales.
- [10]. Paper estudiantil CERMA no.13 Titulado “Robot Seguidor de Línea”

SISTEMA BIDIRECCIONAL PARA CONTROL Y MONITOREO POR RADIO FRECUENCIA

Cabanillas Noris Juan Carlos, Amezcúa Magallón Luis

Departamento de Ingeniería en Mecatrónica
Universidad Politécnica de Sinaloa (UPSIN)
Niños Héroes #1413 Sector Centro, Mazatlán, Sinaloa, México.
Tel. (669) 982-4886, Fax (669) 982-4888
E-mail: cabanillasjc@yahoo.com.mx; luisamezcua25@hotmail.com

RESUMEN

Este documento presenta el diseño de un sistema inalámbrico de radio frecuencia (RF) para telecontrol de dispositivos eléctricos y electrónicos, así como de telemetría a partir de las lecturas de sensores analógicos y digitales. Este sistema de comunicaciones es un prototipo de bidireccional inalámbrico, fácil de manipular por el usuario, y que permite adaptarse a las necesidades del mismo, así como emplearse en zonas de difícil acceso y/o en lugares donde no es posible la utilización de cableado.

Palabras clave: microcontrolador, modulación por desplazamiento en amplitud (ASK), radio frecuencia (RF), telecontrol, telemetría.

I. INTRODUCCIÓN

Las funciones de control son los procesos que se desarrollan dentro de un sistema, a partir de una o varias señales de entrada que pueden ser de tipo continuo o discreto. El orden de magnitud de estas señales de entrada incide directamente en una serie de señales de salida, conforme a una lógica de control previamente definida. El autómata realiza las acciones de salida según un programa introducido en su memoria, y en base a los datos de entrada detectados.

Actualmente, un sistema de automatización basado en Controladores Lógicos Programables (PLCs) permite analizar un sin fin de procesos, como pueden ser de tipo: industriales, mecánicos, hidráulicos, neumáticos y de seguridad [1]. Dichos procesos pueden ser constituidos por diversas clases de maquinarias, robots, líneas de ensamble, sensores, electroválvulas, cilindros

neumáticos, relevadores, etc. Algunas de las desventajas de los PLCs radican en lo costoso que pueden llegar ser cuando efectúan tareas muy sencillas, y además existe la necesidad de mano de obra especializada para manejar el equipo. Asimismo, el PLC no permite controlar ni monitorear procesos vía remota, sino que es necesario cableado especializado para efectuar dichas funciones [2]. De conformidad con lo anterior, se han detectado dificultades de control y monitoreo de diversos dispositivos electrónicos y eléctricos, en zonas de difícil acceso, así como en lugares donde no es posible colocar cableado. Por ello, este proyecto propone el diseño de un prototipo genérico de telecontrol y telemetría por medio de RF, como mejora de los equipos unidireccionales presentados en [3]. Este prototipo modular permitirá efectuar procesos similares a los que realiza un PLC, aunque limitados en cuanto al número de entradas y salidas. Sin embargo, su costo de implementación es económico y fácil de programar por el usuario final. El prototipo se divide en cuatro etapas: entrada, salida, control y sistema de comunicaciones, como se aprecia en la Fig. 1.

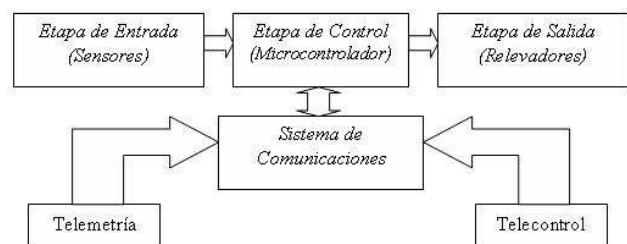


Fig. 1. Diagrama a bloques del sistema inalámbrico

La etapa de entrada es capaz de sensar hasta cuatro señales analógicas y tres señales digitales de los diferentes procesos, a través de diversos tipos de sensores en conformidad con las necesidades del usuario. La etapa de salida permite manejar hasta tres salidas a relevador. La etapa de control es la parte inteligente del sistema, ya que es la encargada de decidir las acciones de salida, conforme a las magnitudes de entrada y a un programa grabado en un microcontrolador. Finalmente, con el sistema de comunicaciones de RF es posible recibir órdenes vía remota (telecontrol) para efectuar una o más acciones, así como transmitir de forma inalámbrica información relacionada con algún disturbio o variación en los parámetros monitoreados (telemetría). El presente artículo se organiza en seis secciones adicionales: etapa de entrada, etapa de salida, etapa de control, sistema de comunicaciones, conclusiones y referencias.

II. ETAPA DE ENTRADA

La etapa de entrada permite conocer, por medio de sensores, el estado de las diversas variables a controlar como son: temperatura, presión, presencia, movimiento, tipo de material, etc. [4]. Los sensores pueden ser de dos tipos: analógicos y digitales. Los primeros suministran una señal proporcional a una variable analógica, como puede ser temperatura, presión, posición, velocidad, humedad; los cuales presentar como resultado de un número infinito de valores, mismos que pueden representar las diferentes magnitudes que estén presentes en una variable física. El sistema tiene la capacidad de manejar hasta cuatro entradas analógicas, una de ellas se observa en la Fig. 2.

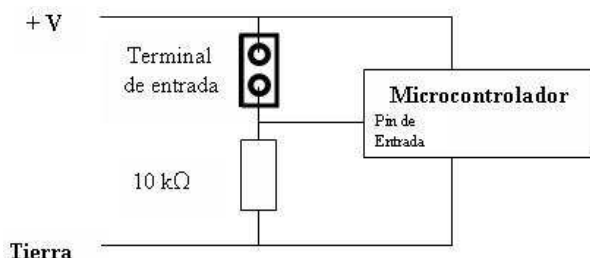


Fig. 2. Diagrama del esquema de entradas analógicas

Por otro lado, los sensores digitales entregan una salida de tipo discreta (en esta caso '1' o '0'). El sistema tiene capacidad de operar hasta tres entradas digitales, una de ellas se aprecia en la Fig. 3 [2].

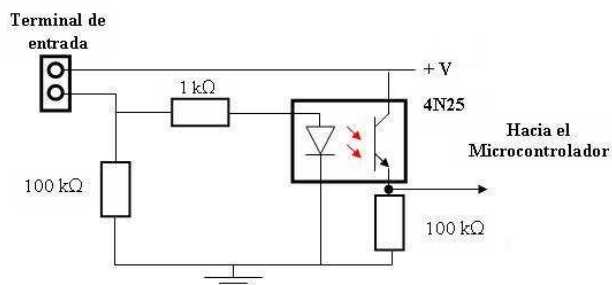


Fig. 3. Diagrama del esquema de entradas digitales

III. ETAPA DE SALIDA

La etapa de salida se encarga de enviar una señal para que un actuador o elemento de potencia que se tiene conectado se active o desactive. Esta etapa también funciona como circuito de aislamiento entre las terminales de salida del microcontrolador y los elementos de potencia, como se observa en la Fig. 4.

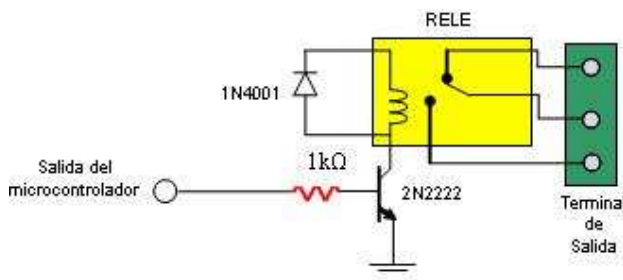


Fig. 4. Diagrama de la etapa de salida

El circuito de la Fig. 4 correspondiente a la etapa de salida, se repite 3 veces, una para cada salida del microcontrolador [4]. La etapa de salida utiliza un transistor (2N2222A) para activar la bobina de un relevador compacto RAS-0510 [5]. Este relevador por medio de sus contactos energiza o no, un elemento de potencia a la salida. Los módulos de salida permiten el encendido y apagado de los elementos actuadores, los cuales generalmente consumen potencia de energía excesivamente alta, respecto a la energía

consumida por el microcontrolador. A través de los relevadores, se tiene control de la activación y desactivación de los elementos de potencia que se están controlando, los cuales tienen la capacidad de manejar corrientes constantes de hasta 10 Amperes. Asimismo, los voltajes que pueden soportar los relevadores son de 110 V para corriente alterna y de 24 V para corriente directa.

IV. ETAPA DE CONTROL

La etapa de control tiene como función principal controlar las acciones de salida según las magnitudes de la etapa de entrada, y lógica de programación definida por el usuario en el microcontrolador. El dispositivo principal de esta etapa es un microcontrolador PICAXE-28 [6], el cual recibe las señales de entrada digitales (In) y de los convertidores analógico-digital (ADC), las procesa, y finalmente transmite las señales de salida a través de los pines de salida del microcontrolador (Out), véase la Fig. 5.

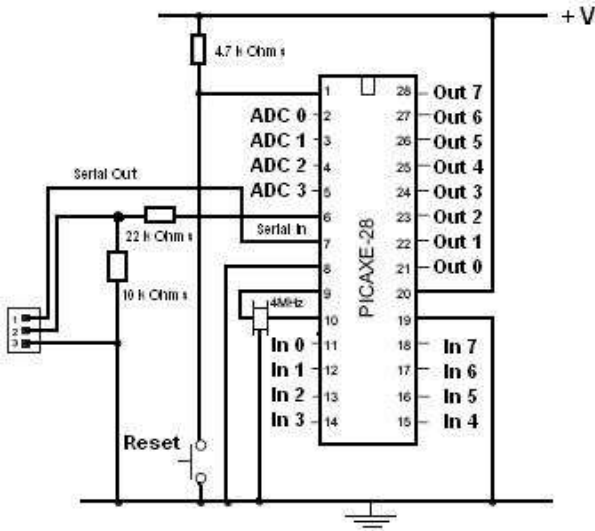


Fig. 5. Diagrama de conexiones de la etapa de control

El microcontrolador PICAXE-28 se eligió por la facilidad con que se puede programar (BASIC o mediante diagramas de flujo) [7]. Asimismo, este microcontrolador permite adaptar una aceptable cantidad de entradas (4 analógicas y 8 digitales) y salidas digitales (8), lo que permite contemplarlo para proyectos futuros.

La etapa de control procesa la información en banda base de las señales que se recibe tanto de la etapa de telecontrol, como de las lecturas de entrada arrojadas por los sensores. Posteriormente, el microcontrolador será capaz de tomar sus decisiones en cuanto a qué dispositivos de salida se activan/desactivan y si se considera necesario enviar una señal de telemetría, de acuerdo a un programa definido por el usuario en el PICAXE (véase la Fig. 6).

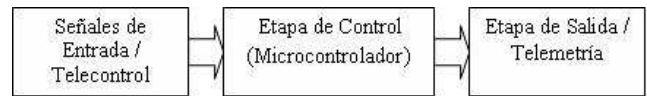


Fig. 6. Diagrama a bloques de la etapa de control

V. SISTEMA DE COMUNICACIONES

La parte de comunicaciones es la encargada de recibir las señales en RF provenientes de sistemas externos autorizados (telecontrol), y de transmitir vía inalámbrica información hacia algún elemento externo determinado (telemetría). Enseguida se da una breve descripción de las etapas de telemetría y control.

V.1 Telemetría

La etapa de telemetría consta de cuatro partes principales: salida del microcontrolador, codificación, modulación y transmisión en RF, como se indica en la Fig. 7.



Fig. 7. Diagrama a bloques de la etapa de telemetría

Cuando necesite transmitir cierta información de monitoreo desde el prototipo hacia un dispositivo externo, se hace uso del sistema de telemetría. Para ello, primeramente es necesario que el microcontrolador genere la señal de salida (pines Out 4-7) junto con una señal habilitadora (pin Out 3). Posteriormente, se pasa a una etapa de codificación, la cual genera una señal digital codificada mediante codificación por división de código fijo. Es decir, si el código generado en la

parte transmisora es diferente al código del dispositivo receptor, entonces la señal de información no se recupera correctamente, y viceversa. La implementación de la etapa de codificación se realiza a través de un circuito codificador 2^{12} HT12E [8]. El codificador HT12E posee ocho líneas de direcciones que permiten codificar la señal a transmitir. El proceso de selección de código se realiza a través de un interruptor DIP-SW de 8 posiciones. La codificación permite tener hasta 4 canales de datos para telemetría, sin provocar algún tipo de interferencia con otros canales en la misma frecuencia. La tabla I presenta una descripción de los pines del circuito integrado codificador HT12E.

Tabla I. Descripción de los pines del codificador HT12E

Nombre del Pin	Descripción
A0 – A7	Pines de entrada de direcciones
D8 – D11	Pines de salida de datos
DIN	Entrada de datos en serie
VT	Transmisión válida (activa en alto)
OSC1	Pin de entrada del oscilador (Rosc = 47 k Ω)
OSC2	Pin de salida del oscilador (Rosc = 47 k Ω)
Vss	Potencial negativo de la fuente (tierra)
Vdd	Potencial positivo de la fuente (+2.4V hasta +12 V)

El diseño de la etapa de telemetría se presenta en la Fig. 8.

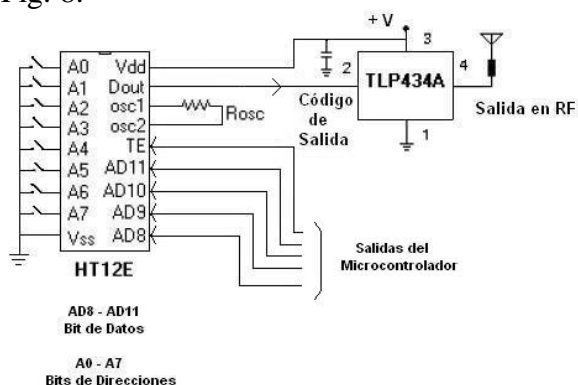


Fig. 8. Diseño del sistema de telemetría

La señal de salida del codificador se envía a un módulo transmisor, el cual se encarga de modular y transmitir la información en RF. La modulación permite un mejor aprovechamiento del canal de

comunicación lo que posibilita transmitir más información en forma simultánea, protegiéndola de posibles interferencias y ruido [9]. La técnica de modulación implementada en este proyecto, se denomina modulación por desplazamiento de fase (ASK). Esta técnica de modulación consiste en establecer una variación de la amplitud de la frecuencia portadora, en función a los estados significativos de la señal digital de información. Las etapas de modulación y de RF se efectúan mediante un módulo transmisor ultra-pequeño TLP434A a una frecuencia de 433.92 MHz, cuyas características se aprecian en la tabla II. Esta frecuencia se eligió por que no es necesario pagar licencias para su uso. Por último, las salidas del microcontrolador que se conectan a la etapa de potencia (salida), y pueden ser utilizadas para controlar diferentes procesos.

Tabla II. Características del transmisor TLP434A

Frecuencia:	433.92 MHz
Modulación:	ASK
Voltaje de operación:	2-12 VDC
Salida en RF:	14 – 16 dBm
Tasa de datos:	4.8 kbps
Alcance con línea de visibilidad:	100 m.

Es importante considerar, que la antena debe tener una impedancia de 50 Ω .

V.2 Telecontrol

La etapa de telecontrol del sistema de comunicación inalámbrico permite recibir información desde unidades de RF externas hacia el prototipo, lo que permite llevar a cabo acciones de control dentro del mismo sistema. El telecontrol se divide a su vez en las siguientes etapas: recepción en RF, demodulación, decodificación, control y salida (potencia). La Fig. 9 muestra el diagrama a bloques de la etapa de telecontrol.

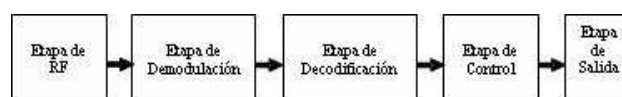


Fig. 9. Diagrama a bloques de la etapa de telecontrol

Primeramente, la etapa receptora de RF recibe la señal enviada desde un sistema externo a una frecuencia de 433.92 MHz (esta frecuencia es igual a la frecuencia de la parte transmisora). Posteriormente, la etapa de demodulación permite recuperar la señal modulada en ASK proveniente de la antena de RF. Las etapas de demodulación y de RF se realizan en un módulo receptor RLP434A [10]. Este receptor genera como salida una señal digital demodulada en ASK, y sus características se muestran en la tabla III.

Tabla III. Características del receptor RLP434A

Frecuencia:	433.92 MHz
Modulación:	ASK
Voltaje de operación:	3.3 – 6.0 VDC
Señal de salida:	Analógica/digital
Tasa de datos:	4.8 kbps
Sensitividad:	-110 dBm

Posteriormente, la etapa de decodificación se efectúa por medio de un circuito decodificador 2^{12} HT12D [8], el cual se encarga de procesar la señal digital de salida procedente de un módulo externo. La tabla IV presenta una descripción de los pines del circuito integrado decodificador HT12D [8].

Tabla IV. Descripción de los pines del decodificador HT12D

Nombre del Pin	Descripción
A0 – A7	Pines de entrada de direcciones
AD8 – AD11	Pines de entrada de datos
DOUT	Salida de la transmisión de datos codificados en serial
TE	Habilitador de transmisión (activo en bajo)
OSC1	Pin de entrada del oscilador (Rosc = 1 M Ω)
OSC2	Pin de salida del oscilador (Rosc = 1 M Ω)
Vss	Potencial negativo de la fuente (tierra)
Vdd	Potencial positivo de la fuente (+2.4 hasta +12 V)

El proceso de decodificación obtiene los bits generados en la etapa de la señal en banda base del transmisor, mismos que deberán enviarse al microcontrolador para realizar las operaciones que el usuario requiera, véase la Fig. 10.

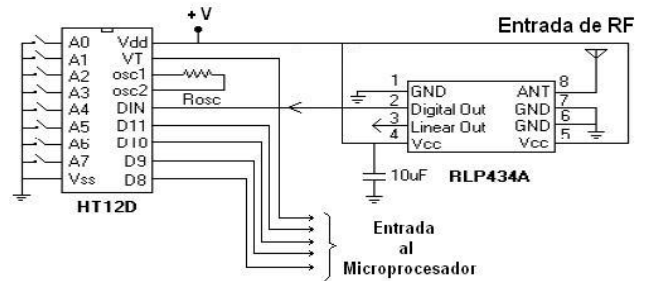


Fig. 10. Diseño del sistema de telecontrol

Los Pines de entrada del microcontrolador PICAXE son del In 3 al In 7, según la Fig.5.

VI. CONCLUSIONES

Este dispositivo de comunicaciones puede utilizarse como un controlador lógico programable inalámbrico para controlar cualquier proceso vía inalámbrica, en la que intervenga o no una retroalimentación de información. Para lograr lo anterior, primeramente es necesario establecer el número de entradas y salidas que se necesitan implementar en el proceso. Posteriormente, sí el prototipo se ajusta a las necesidades de la aplicación, entonces se procede a diseñar y programar la lógica de control para dicha aplicación. Las aplicaciones varían desde simples motores de corriente directa, pasando por dispositivos electrónicos/eléctricos, hasta motores de corriente alterna que no demanden corrientes superiores a los 10 Amperes. Este diseño básico puede ser implementado en sistemas de telecontrol, telemetría, proyectos de sistemas de comunicación inalámbrica, procesos industriales, mecánicos e hidráulicos, así como sistemas de ahorro de energía. Sin embargo, las desventajas de los microcontroladores es que son más susceptibles al ruido y poseen menos entradas/salidas con respecto a un dispositivo PLC, aunque a expensas de mayor costo y complejidad.

VII. REFERENCIAS

- [1] R. Piedrafita, *Ingeniería de la Automatización Industrial*, Alfaomega, México, 2001.
- [2] Cervantes de Anda, I., “*Estructura Interna de un PLC y Ejemplos de Programación*”,

- Revista Club Saber Electrónica, Edición Especial No.3, México, pp. 8-15, 2007.
- [3] J. Cabanillas, L. Amezúa, “*Sistema de Monitoreo y Control a Distancia por Radio Frecuencia*”, Decimoséptima Reunión de Otoño de Comunicaciones, Computación, Electrónica y Exposición Industrial ROC&C 2006 Acapulco, Guerrero, IEEE Sección México, Memoria en Extenso.
- [4] I. Cervantes de Anda, “*PLC PICAXE-18A*”, Revista Saber Electrónica, No. de colección 192, México, pp.5-18, 2006.
- [5] R. Boylestad, L. Nashelsky, *Electrónica, Segunda Edición*, Prentice Hall, México, 2006.
- [6] Página principal de PICAXE: www.picaxe.co.uk/, consultada en Junio de 2007.
- [7] H. Vallejo, “*Proyectos con Microcontroladores PIC y PICAXE*”, Revista Club Saber Electrónica, No. de colección 7, México, pp. 21-39, 2006.
- [8] Página de la compañía Holtek: www.holtek.com/, consultada en Junio de 2007.
- [9] W. Tomasi, *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas, Segunda Edición*, Editorial Prentice Hall, México, 1996.
- [10] Página principal de la compañía Laipac: www.laipac.com/easy_eng.htm, consultada en Junio de 2007.

SISTEMA BIOMÉTRICO PARA EL RECONOCIMIENTO DE HUELLAS DACTILARES BASADO EN LA FUNCIÓN POC

V. M. Cordero Alfaro, E. R. Arce Santana, J. M. Luna Rivera.

Departamento de Electrónica, Facultad de Ciencias
 Universidad Autónoma de San Luis Potosí
 Av. Salvador Nava Mtz. s/n, Zona Universitaria, San Luis Potosí, S.L.P., CP. 78290, México
 Tel. +52 (444) 8262387, correo electrónico: mlr@ciencias.uaslp.mx

RESUMEN

En este trabajo se aborda el problema de la identificación de personas por medio de un sistema biométrico basado en el reconocimiento de huellas dactilares. Para el proceso de identificación se introduce la aplicación de la función POC (Phase Only Correlation) [1] como medida de similitud entre las huellas dactilares. Uno de los objetivos de este trabajo es exponer las principales dificultades encontradas durante el proceso de *matching* entre 2 huellas [3] como son: efectos de traslación, escalamiento, ruido, etc. Para la implementación del sistema se utilizó la tarjeta DSP TMS320C6713 y el sensor de huellas dactilares FADT2 AFS8600 de TI. Las herramientas de software utilizadas para la comunicación y el procesamiento de imágenes del sistema incluyen las plataformas del Code Composer Studio (CCS) [4] y MATLAB. Adicionalmente se diseñó una interfaz gráfica mediante la programación de GUI's en MATLAB [7] con el propósito de evaluar el sistema presentado.

Palabras Claves: Función POC, Correlación, Procesado de Imágenes, Sistema Biométrico.

I. INTRODUCCIÓN

Una huella dactilar es una representación de la epidermis del dedo que esta compuesta de un conjunto de rizos y curvas. La unicidad de la huella puede ser determinada por la semejanza de sus diferentes patrones [2]. Dentro de los sistemas biométricos, la identificación de

personas por medio de huellas dactilares es uno de los métodos más populares debido a su implementación en un amplio rango de aplicaciones.

La comparación de huellas dactilares provee una manera efectiva de identificación para la mayoría de las personas [3]. Sin embargo, la gran variedad de impresiones posibles de una misma huella representa uno de los principales problemas. Las rotaciones, condiciones de la piel, ruido en la captura, traslaciones y deformaciones son solo algunos de los inconvenientes que se encuentran durante el proceso de adquisición de una huella dactilar. Actualmente se contemplan dos métodos para la identificación de huellas, aquellos basados en la ubicación de *minutae*s y los que refieren a la imagen completa de una huella (función POC; contemplando mayor de información).

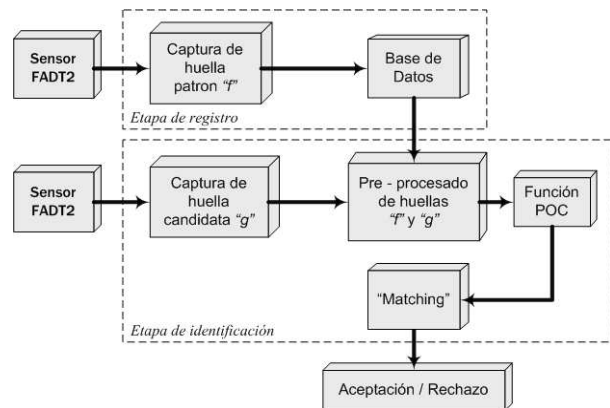


Fig. 1: Diagrama a bloques del Sistema biométrico.

El objetivo de este trabajo es desarrollar e implementar un sistema biométrico para la identificación de personas basado en la función

POC [1], para así determinar sus ventajas. En la Fig.1 se muestra el diagrama a bloques del sistema propuesto cuya estructura se divide en dos etapas: 1) etapa de registro y 2) etapa de identificación. La función de la etapa de registro es únicamente capturar y almacenar la huella dactilar patrón, f , en una base de datos. Por otro lado, el propósito de la etapa de identificación es determinar un nivel de similitud entre la huella patrón f y una huella candidata, g . Esta etapa incluye los bloques de captura, extracción de las características de las huellas mediante un pre-procesado y aplicación de la función POC.

II. FUNCIÓN POC

La función POC es una medida de identificación entre dos imágenes que permite cuantificar la similitud asociada a las mismas. Esta se define como la correlación normalizada en el espacio de frecuencias entre dos imágenes $f(n_1, n_2)$ y $g(n_1, n_2)$ de dimensiones $N_1 \times N_2$, esto es:

$$P_{FG}(k_1, k_2) = \frac{F(k_1, k_2)\hat{G}(k_1, k_2)}{|F(k_1, k_2)\hat{G}(k_1, k_2)|} \quad (1)$$

$$= e^{j\theta_F(k_1, k_2) - j\theta_G(k_1, k_2)}$$

donde

- $F(k_1, k_2)$ y $G(k_1, k_2)$ denotan la 2D DFT [5] de las huellas patrón $f(n_1, n_2)$ y candidata $g(n_1, n_2)$ respectivamente.
- $\theta_F(k_1, k_2)$ y $\theta_G(k_1, k_2)$ definen las componentes de fase de la 2D DFT de $F(k_1, k_2)$ y $G(k_1, k_2)$ respectivamente.
- $\hat{G}(k_1, k_2)$ describe el conjugado de $G(k_1, k_2)$.
- $P_{FG}(k_1, k_2)$ representa la 2D DFT de la función POC.

Consecuentemente, la función POC en el dominio del tiempo se obtiene al aplicar la transformada discreta de Fourier inversa (2D IDFT) en (1), dando como resultado

$$p_{fg}(n_1, n_2) = \frac{1}{N_1 N_2} \sum_{k_1, k_2} P_{FG}(k_1, k_2) W_{N_1}^{-k_1 n_1} W_{N_2}^{-k_2 n_2}$$

con

$$W_{N_1} = e^{-j\frac{2\pi}{N_1}} \quad \text{y} \quad W_{N_2} = e^{-j\frac{2\pi}{N_2}}.$$

En general, la función POC representa una operación semejante a la correlación [5] pero con propiedades más convenientes al problema de identificación de huellas dactilares que la función de correlación ordinaria. En la Fig. 2 se ilustra la diferencia entre la aplicación de la función POC y la función de correlación ordinaria a las imágenes $f(n_1, n_2)$ y $g(n_1, n_2)$. En las Figuras 2 c) y d) se puede observar el resultado de evaluar la función de correlación ordinaria entre $f(n_1, n_2)$ y ella misma, y entre $f(n_1, n_2)$ con $g(n_1, n_2)$. En comparación, la evaluación de la función POC para los mismos casos se muestra en las Figuras 2 e) y f).

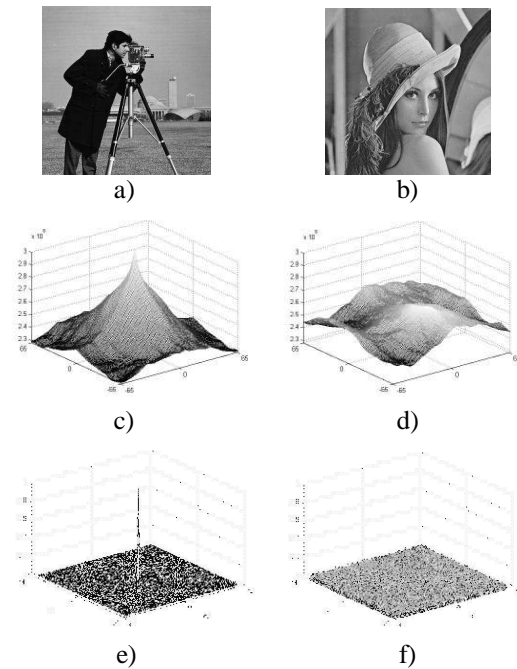


Fig. 2: a) $f(n_1, n_2)$, b) $g(n_1, n_2)$, c) correlación ordinaria entre $f(n_1, n_2)$ y ella misma, d) correlación ordinaria entre $f(n_1, n_2)$ y $g(n_1, n_2)$, e) POC entre $f(n_1, n_2)$ y ella misma, y f) POC entre $f(n_1, n_2)$ y $g(n_1, n_2)$.

Es claro observar que la función POC muestra un grado de discriminación mejor que la correlación ordinaria cuando las dos imágenes son diferentes, en el caso de dos imágenes

similares se observa la presencia de un impulso muy distintivo en el centro de la imagen.

Estas características hacen de la función POC una medida con un grado de discriminación más alto que la función de correlación ordinaria, donde la amplitud del pulso puede ser utilizada como una forma de similitud entre diferentes huellas dactilares. Adicionalmente, se puede mostrar que la función POC cuenta con propiedades de ser invariante a traslaciones, escalamientos en las intensidades de la imagen y robustez al ruido.

III. FUNCIÓN POC DE BANDA LIMITADA

El espectro en frecuencia de una huella dactilar generalmente incluye componentes de altas frecuencias que son sensibles al ruido por sus amplitudes pequeñas. Esta característica hace que la información de estos componentes sea poco confiable para ser introducida a la función POC. Un ejemplo del espectro en frecuencia de una imagen se presenta en la Fig. 3. Otra propiedad relevante del espectro en frecuencia de una huella dactilar es su distribución elíptica, como se muestra en la Fig. 3. b), esta refleja la información característica de sus rizos y curvaturas. En especial, los componentes en frecuencia mayor a las del conjunto elíptico son componentes con baja energía y por lo tanto poco confiable al ser sensibles al ruido o interferencia durante el proceso de comparación. Por lo tanto, una solución a este problema es filtrar los componentes de alta frecuencia mayor a una región pre-definida. El proceso de filtrado consiste simplemente en eliminar las componentes que se encuentran fuera de una región cuadrada especificada. Esta región se obtiene al definir los rangos de frecuencia de una banda elíptica de dimensiones $(x_{min}:x_{max},y_{min}:y_{max})$ donde x_{min} y x_{max} denotan los valores mínimo y máximo del eje horizontal de la banda elíptica, similarmente y_{min} y y_{max} denotan los valores mínimo y máximo del eje vertical. A continuación se enlista los pasos a seguir para obtener dichos valores:

1. Obtener la magnitud del espectro en frecuencia de la huella dactilar.
2. Estimar los vectores de proyección de la magnitud del espectro en frecuencia para los ejes horizontal P_x y vertical P_y .
3. Determinar los valores medios $\mu(P_x)$ y $\mu(P_y)$ para cada una de las proyecciones.
4. Calcular los límites como:

$$x_{max} = \text{máx}\left(\left\{k_1 | P_x \geq \mu(P_x), 0 \leq k_1 \leq M_1\right\}\right),$$

$$x_{min} = -x_{max}$$

y

$$y_{max} = \text{máx}\left(\left\{k_2 | P_y \geq \mu(P_y), 0 \leq k_2 \leq M_2\right\}\right),$$

$$y_{min} = -y_{max}$$

con $M_1=N_1/2$ y $M_2=N_2/2$.

La Fig. 3 c) ilustra el resultado de filtrar el espectro en frecuencia de una huella dactilar. Finalmente, en la Fig. 3 d) se muestra el resultado del filtrado en la imagen de la huella capturada. A dicho proceso de filtrado y la evaluación de la función POC se le llama función POC de banda limitada.

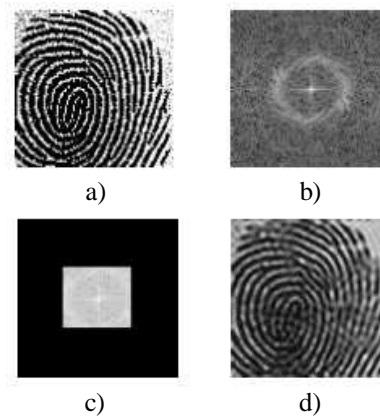


Fig. 3: Filtrado de banda limitada: a) huella original, b) espectro en frecuencia de la huella original, c) banda elíptica del espectro c) huella filtrada.

El uso de la función POC de banda limitada provee una mejor respuesta en amplitud comparada con la función POC original. En el caso de una huella impostora, la función POC

de banda limitada permite reducir el riesgo de cometer una identificación errónea debido a que se reduce aun más la magnitud del pico de correlación. Con el propósito de observar el desempeño de la función POC de banda limitada se proporciona un ejemplo en la Fig. 4. La Fig. 4 d) ilustra el resultado de evaluar la función POC original entre las huellas a) y b) (huellas de una misma persona), mientras que la Fig. 4 e) presenta el resultado de la función POC de banda limitada para el mismo caso. De igual modo se ilustra el caso de una huella impostora en las Figuras f) y g).

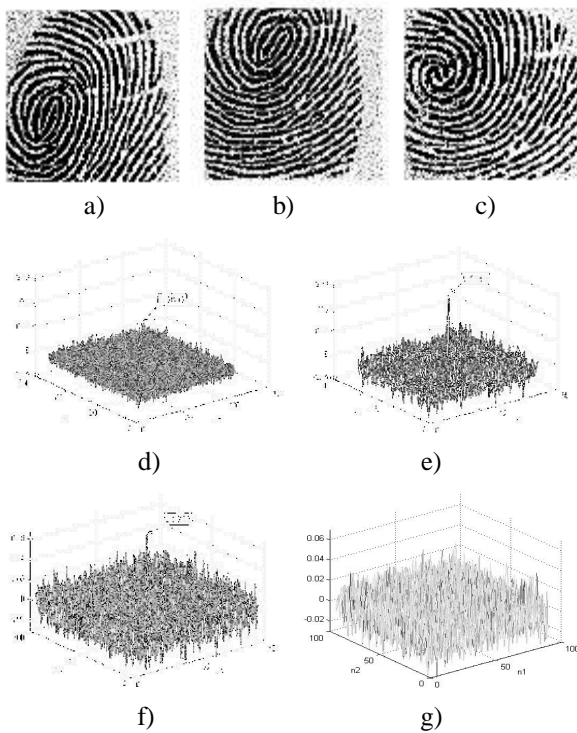


Fig. 4: a) huella patrón, b) huella candidata, c) huella impostora, d) POC original y e) POC de banda limitada para las versiones de la misma huella, f) POC original y g) POC de banda limitada con la huella impostora.

IV. ALGORITMO DE IDENTIFICACIÓN

El proceso para la identificación de huellas dactilares consiste en comparar una huella patrón $f(n_1, n_2)$ con una huella candidata

$g(n_1, n_2)$, como resultado de esta comparación se obtiene un valor de similitud que se utiliza para validar o rechazar la huella dactilar candidata. Este algoritmo de identificación se presenta a través del diagrama a bloques de la Fig. 5.

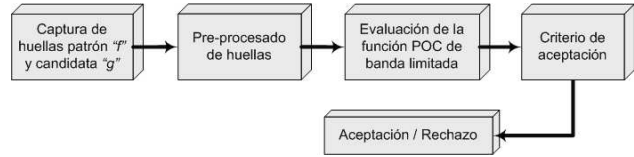


Fig. 5: Algoritmo para la identificación de huellas dactilares.

El algoritmo de identificación propuesto se divide en tres etapas:

- Pre-procesado de las huellas dactilares.
- Evaluación de la función POC de banda limitada.
- Criterio de aceptación

En las siguientes subsecciones se describen cada una de estas etapas.

A. Pre-procesado de Huellas

La etapa del pre-procesado de huellas dactilares involucra las imágenes de la huella patrón y la huella candidata, un ejemplo de esta se ilustrado en la Fig. 6. El procesado consiste en realizar las siguientes tres operaciones:

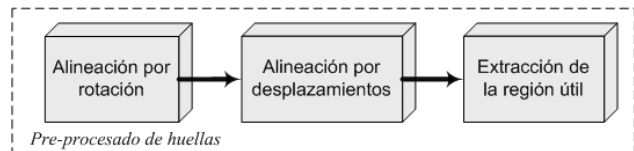


Fig. 6: Etapa del preprocesado de huellas.

Alineación por Rotación. La función POC es sensible a la rotación de la imagen, es por eso que se necesita estimar el ángulo de rotación que existe entre la imagen de la huella patrón $f(n_1, n_2)$ y la imagen de la huella candidata $g(n_1, n_2)$. Para esto, el algoritmo propuesto obtiene una estimación para el ángulo de rotación existente entre $f(n_1, n_2)$ y $g(n_1, n_2)$. La aproximación se obtiene al generar un conjunto

de imágenes rotadas $f_{\theta}(n_1, n_2)$ de la huella patrón dentro de un rango angular $-\theta_{max} \leq \theta \leq \theta_{max}$, con un incremento en θ de 1° . El ángulo de rotación con respecto a la huella candidata se determina al encontrar la imagen rotada en el conjunto de imágenes $f_{\theta}(n_1, n_2)$ que genera el mejor valor de similitud mayor con la imagen candidata. En otras palabras, la amplitud del pico más alto de la función POC es un indicativo de la alineación entre la huella candidata y cada una de las versiones rotadas de la huella patrón. De esta manera, el ángulo efectivo de rotación Φ se define como el valor máximo de correlación generado por la función POC entre el conjunto de imágenes $f_{\theta}(n_1, n_2)$ y $g(n_1, n_2)$. Como resultado de este proceso se define $f_{\Phi}(n_1, n_2)$ como la huella patrón $f(n_1, n_2)$ rotada Φ grados. La Fig. 7 muestra un ejemplo de este proceso de alineación por rotación.



Fig. 7: Alineación por rotación: a) $f(n_1, n_2)$, b) $g(n_1, n_2)$ y c) $f_{\Phi}(n_1, n_2)$.

Alineación por desplazamientos. En esta operación, el algoritmo debe alinear las imágenes $f_{\Phi}(n_1, n_2)$ y $g(n_1, n_2)$ con relación a los desplazamientos τ_1 y τ_2 que existen entre las mismas, en el eje x y y , respectivamente. Debido a que la función POC considera las traslaciones, los desplazamientos (τ_1, τ_2) son obtenidos de manera implícita con la evaluación de la función POC, mediante la ubicación del pico de correlación más alto. Una vez estimados dichos parámetros, el tamaño de las imágenes $f_{\Phi}(n_1, n_2)$ y $g(n_1, n_2)$ se modifican en razón de τ_1 y τ_2 píxeles, con el propósito de obtener dos nuevas versiones $f'(n_1+\tau_1, n_2+\tau_2)$ y $g'(n_1+\tau_1, n_2+\tau_2)$ perfectamente alineadas en los desplazamientos respectivamente. Las imágenes resultantes $f'(n_1+\tau_1, n_2+\tau_2)$ y $g'(n_1+\tau_1, n_2+\tau_2)$ poseen las mismas dimensiones que las imágenes $f_{\Phi}(n_1, n_2)$

y $g(n_1, n_2)$. De igual manera que el caso anterior, en la Fig. 8 se presenta un ejemplo del proceso de alineación por desplazamientos. Como se puede observar en la Fig. 8 c), el pico de correlación más alto aparece ubicado aproximadamente en la coordenada $(66, 15)$ de la imagen cuyo centro se encuentra en la coordenada $(49, 49)$. Esto da como resultado que $\tau_1=17$ y $\tau_2=34$. La Fig. 8 e) muestra la versión final de la huella después de aplicar los desplazamientos (τ_1, τ_2) .

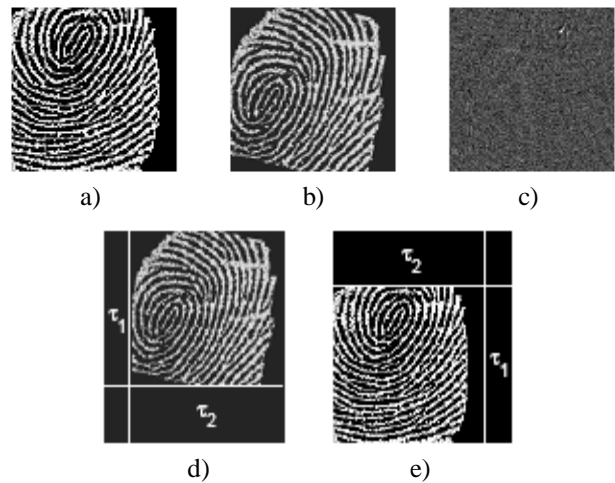


Fig. 8: Alineación por desplazamientos: a) $g(n_1, n_2)$, b) $f_{\Phi}(n_1, n_2)$, c) función POC entre $g(n_1, n_2)$ y $f_{\Phi}(n_1, n_2)$, d) $f'(n_1+\tau_1, n_2+\tau_2)$ y e) $g'(n_1+\tau_1, n_2+\tau_2)$.

Extracción de la región útil. En esta última operación, el algoritmo determina la región útil para evaluar el área de traslape entre las imágenes resultantes de los procesos anteriores. Posteriormente se identifica y selecciona la intersección entre las imágenes $f'(n_1+\tau_1, n_2+\tau_2)$ y $g'(n_1+\tau_1, n_2+\tau_2)$. Con esto se busca mejorar la precisión en el proceso de identificación de las huellas dactilares mediante la evaluación de la función POC, esto debido a que las áreas que no se traslapan se convierten en componentes de interferencia que afectan la confiabilidad en el resultado de la función POC. Con el propósito de determinar la región útil dentro de cada una de las imágenes, se realiza un análisis de las proyecciones de la imagen de traslape, tanto en el eje horizontal como en el vertical.

Una vez localizada la región útil se extrae únicamente la región correspondiente a cada una de las imágenes $f_\phi(n_1, n_2)$ y $g(n_1, n_2)$ y se definen como $f'(n_1, n_2)$ y $g''(n_1, n_2)$, respectivamente. En la Fig. 9 se muestra un ejemplo del proceso de extracción de la región útil entre las huellas $f(n_1, n_2)$ y $g(n_1, n_2)$.

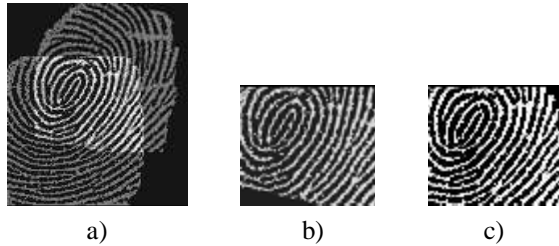


Fig. 9: Extracción de la región útil: a) traslape entre las imágenes $f'(n_1+\tau_1, n_2+\tau_2)$ y $g''(n_1+\tau_1, n_2+\tau_2)$, b) $f''(n_1, n_2)$ y c) $g''(n_1, n_2)$.

B. Evaluación de la función POC

Una segunda etapa del algoritmo de identificación consiste en evaluar la función POC de banda limitada entre las imágenes resultantes de la etapa de pre-procesado. En general, la función POC de banda limitada produce múltiples picos que indican varios grados de similitud en diferentes regiones de una misma imagen, esto debido a las posibles deformaciones que presentan las diversas muestras de una misma huella dactilar. Con el objetivo de obtener un porcentaje de similitud se estableció el criterio de tomar la suma de los P picos más distintivos. En el desarrollo e implementación de este algoritmo se asumió un valor de $P = 2$, estableciendo así el porcentaje de similitud (*matching*) como la suma de las amplitudes de los dos picos más grandes. En la Fig.10 se muestra un caso descriptivo de la evaluación de la función POC de banda limitada, con un valor de *matching* de 0.2121.

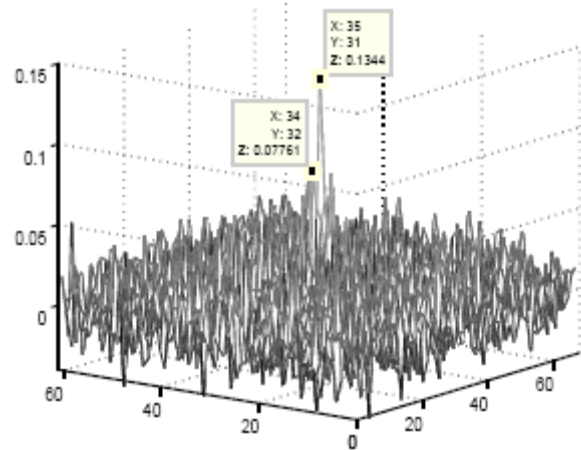
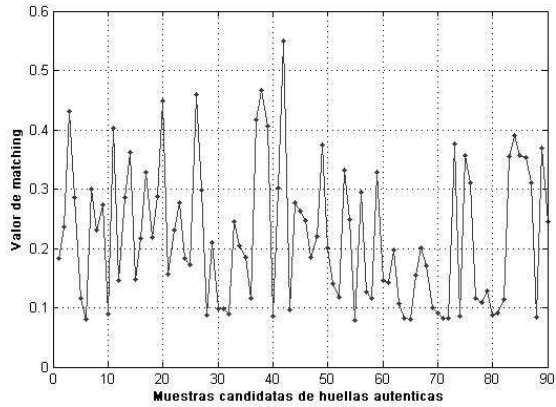


Fig. 10: Función POC de banda limitada entre $f''(n_1, n_2)$ y $g''(n_1, n_2)$.

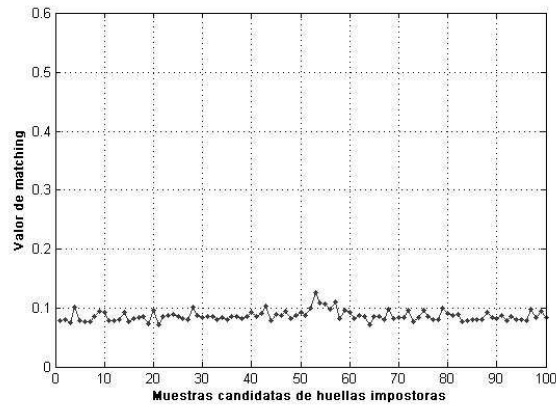
C. Criterio de Identificación

Para la toma de decisión sobre la validación o rechazo de una huella dactilar candidata se propone la estimación de un umbral capaz de distinguir las huellas dactilares auténticas de las huellas impostoras. Para definir el umbral se realiza un estudio estadístico de los valores producidos por la función POC dentro de una base de datos de 100 huellas dactilares que se tomaron de 10 personas (10 impresiones diferentes por persona). En las Figuras 11 y 12 se presentan los resultados obtenidos. En la Fig. 11 a) se pueden observar los valores de similitud producidos por la función POC para el caso de comparar diferentes versiones de la huella de una misma persona (llamadas huellas auténticas). Cabe hacer mención que para cada persona la huella patrón fue seleccionada del conjunto de 10 muestras disponibles. De igual manera, la Fig. 11 b) muestra los valores producidos por la función POC al comparar huellas de diferentes personas (llamadas huellas impostoras). Con el propósito de visualizar el valor de umbral más adecuado, la Fig. 12 presenta la distribución de los valores obtenidos por la función POC. Dichos resultados muestran que un valor de umbral adecuado para este proceso es aproximadamente de 0.12. Además, una estimación del área de traslape entre los valores producidos por las huellas auténticas y las huellas impostoras ayuda a determinar la

probabilidad de que el sistema cometa un error, es decir identificar una persona de manera incorrecta.



a)



b)

Fig. 11: Estadística experimental del los valores de *matching*: a) Huellas candidatas autenticas y b) Huellas impostoras.

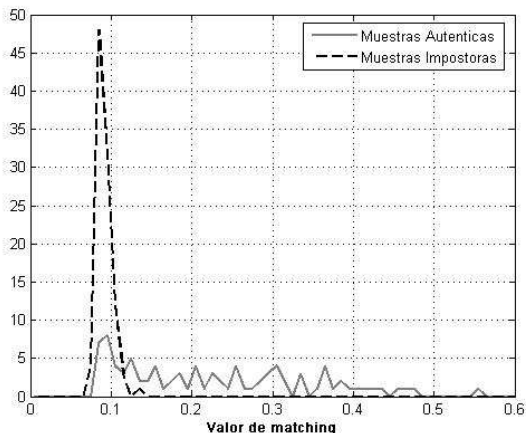


Fig. 12: Histograma resultante del estudio estadístico para determinar el umbral.

V. IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA BIOMÉTRICO

Para el desarrollo del sistema biométrico se requirió de la utilización de los siguientes elementos de hardware:

1. Tarjeta DSP (TMS320C6713).
2. Sensor de huellas dactilares (FADT2 AFS8600).
3. PC con procesador Pentium 4 a 3.20 Ghz con 1Gb en RAM.

La tarjeta DSP cuenta con conexión USB para la comunicación con la PC [4]. Así mismo, cuenta con la extensión de periféricos para el acoplamiento de una tarjeta hija. Esta última en lo particular consta del sensor para huellas dactilares FADT2, no susceptible a la presión impresa, que incluye el código fuente en lenguaje C para la adquisición de datos. La Fig. 13 muestra la integración de la tarjeta DSP TMS320C6713 con el sensor de huellas FADT2. Dicho dispositivo proporciona imágenes de las huellas con dimensiones de 96x96 píxeles.

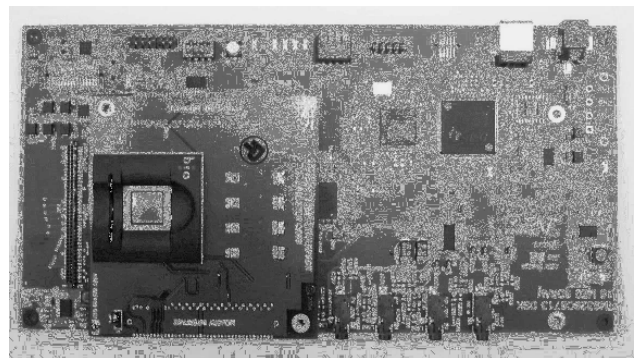


Fig. 13: Adquisición de huellas dactilares mediante la tarjeta DSP TMS320C6713 y sensor FADT2 AFS8600 (TI).

En la Fig. 14 se presenta una imagen ilustrativa de la plataforma utilizada para la realización del sistema biométrico.

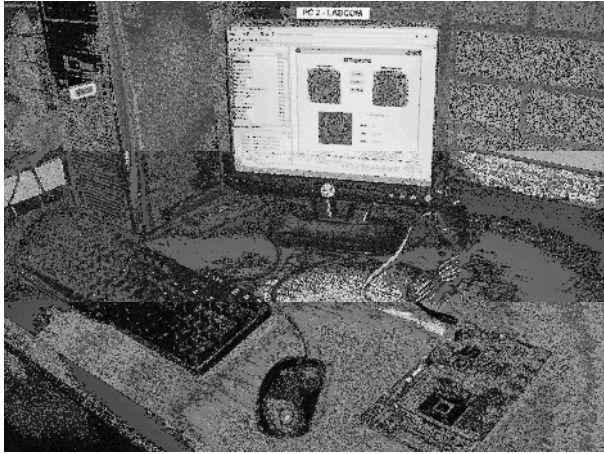


Fig. 14: Plataforma del sistema biométrico.

Las herramientas de software utilizadas en el sistema incluyen las plataformas del Code Composer Studio (CCS) [4] y MATLAB. Para el control e inicialización de la tarjeta DSP, así como la lectura de las imágenes de las huellas dactilares se utilizó el CCS, basado en lenguaje de programación en C++. Por otro lado, el lenguaje MATLAB fue utilizado como una herramienta que facilitó la implementación del algoritmo debido a su amplio número de funciones disponibles para el procesamiento de imágenes. Por último, se realizó una interfaz gráfica mediante la programación de GUI's en MATLAB.

i. Comunicación entre la Tarjeta DSP y MATLAB

Una parte importante en la implementación del sistema fue el procesado de las huellas con MATLAB. Para esto se necesitó de la comunicación [4] entre la tarjeta DSP TMS320C6713 y MATLAB. Para esto, se hizo uso de la librería Enlace con Code Composer Studio (Link for Code Composer Studio) de MATLAB [7]. Esta librería permite utilizar funciones de MATLAB para comunicarse con CCS, la información almacenada en memoria y registros de la tarjeta DSP. Así mismo, este enlace permite transferir información desde MATLAB a CCS y viceversa. Dentro de este

proceso se hizo uso del código fuente (.out) para CCS proporcionado con el sensor FADT2.

ii. Interfaz Gráfica con el Usuario

Con el propósito de evaluar el sistema biométrico se realizó una interfaz gráfica que muestra el proceso de captura, evaluación y toma de decisión del algoritmo de identificación presentado en este trabajo. Dicha interfaz contempla la comunicación en tiempo real con la tarjeta DSP y CCS [7], la cual se divide en tres procesos: 1) captura, 2) registro e 3) identificación de huellas dactilares. La Fig.15 presenta el aspecto de la interfaz gráfica diseñada para el sistema biométrico.

Primeramente el proceso de captura del sistema consiste en realizar la adquisición de la huella patrón suministrada por el sensor FADT2. El segundo proceso es registrarla y almacenarla como la huella patrón en el sistema. Finalmente el sistema lleva a cabo el proceso de identificación que consiste en la captura de la huella candidata, pre-procesado de las huellas patrón y candidata, la evaluación de la función POC de banda limitada y la toma de decisión bajo el criterio presentado en la Sección IV C.



Fig. 15: Interfaz con el usuario del sistema biométrico.

VI. CONCLUSIONES

En este trabajo se desarrolló e implementó un sistema biométrico para el reconocimiento de personas por medio de las huellas dactilares. Para el proceso de identificación se propuso un algoritmo basado en la función POC [1]. Dicha función ofrece propiedades convenientes al problema del reconocimiento de huellas dactilares como medida de similitud. Algunas de estas propiedades son, invarianza a traslaciones y escalamientos de intensidad, así como robustez al ruido.

Los resultados obtenidos por el sistema biométrico implementado muestran un desempeño aceptable en el problema de identificación de personas como lo ilustra la Fig. 12. Sin embargo, el porcentaje de error, representado por el área de traslape en las distribuciones de la Fig. 12, debe aun ser estudiado con mayor detalle. Como trabajo a futuro se propone la aplicación de un banco de filtros de Gabor con el propósito de mejorar la calidad en la información de cada huella utilizada por la función POC, el objetivo final es reducir la probabilidad de error de sistema.

REFERENCIAS

- [1] Koichi Ito et.al. *A Matching Algorithm Using Phase Only Correlation*. *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E87-A, No. 3 March 2004.
- [2] Tapiador Mateos Marino & Juan A. Sigüenza, *Tecnologías Biométricas Aplicadas a la Seguridad*, Ed. 2005, Alfaomega.
- [3] http://www2.ing.puc.cl/~iing/ed429/sistemas_biometricos.htm.
- [4] Rulph Chassaing, *Digital Signal Processing and Applications with the C6713 and C6416 DSK*, Ed. 2004. Wiley.
- [5] Rafael C. Gonzalez & Richard E. Woods *Digital Image Processing, 2nd Edition*, Prentice Hall.
- [6] Jhon C. Russ, *The Image Processing Handbook, Third Edition*, 1999.
- [7] www.mathworks.com, MATLAB ver. 7.0

Sistema de Localización y Mensajería Instantánea para Dispositivos Móviles Orientado al Ambiente Empresarial

Félix Mata¹, Luis Enrique Bustos Méndez², Luís Enrique Ramírez Chávez³,

Unidad Profesional Interdisciplinaria en Ingeniería y Tecnologías Avanzadas IPN, Avenida Instituto Politécnico Nacional No. 2580, Colonia Barrio la Laguna Ticomán Delegación Gustavo A. Madero, México D.F., 07340. México
¹migfel@saqitario.cic.ipn.mx, ²lbustosm0400@ipn.mx, ³sccluisx@gmail.com,

RESUMEN

En este artículo proponemos la integración de un sistema de información geográfica (SIG) para usuarios móviles con un sistema de mensajería instantánea orientado a la administración de grupos de trabajo. Este sistema muestra una lista de contactos junto con la ubicación de cada contacto desplegando un mapa en pantalla. Además, el sistema permite al usuario programar el envío de mensajes a un tiempo determinado, y estos pueden ser enviados a uno o varios usuarios independientemente de su estado de conexión (conectado/desconectado). Un protocolo de comunicación basado en XML es usado para el envío de mensajes entre usuarios y entre grupos. Adicionalmente, el sistema ofrece funciones clásicas de sistemas de mensajería como: envío de alertas y archivos entre usuarios, administración de la lista de contactos, etc. La ubicación de los usuarios es actualizada periódicamente y almacenada en una base de datos espacial. El sistema está basado en una arquitectura cliente-servidor, en la que el cliente utiliza un interfaz gráfica de Mapas con herramientas típicas como: *pan*, *zoom*, *identify*, etc. Mientras que el servidor administra las tareas. Los datos espaciales tales como: la ubicación de los usuarios, se adquieren por medio de un dispositivo GPS (Global Position System) el cual está conectado al dispositivo móvil. Se cuenta además con una base de datos geográfica almacenada en el sistema del cliente. Mostraremos las pruebas y resultados a escenarios específicos y discutiremos nuestro trabajo futuro.

I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, existe un gran número de equipos de trabajo tanto en empresas y comunidades como en industrias, etc. Un ejemplo del éxito de éstos, lo tenemos en las universidades donde los estudiantes trabajan en equipo, en las áreas de investigación. Los grupos de investigación cooperan entre ellos para organizar eventos de carácter científico [1] En el gobierno también encontramos varios casos, destacando el caso de las actividades militares. En este tipo de escenario el trabajo en equipo y la jerarquización son indispensables. Por otro lado, existen diversas actividades para las que actualmente se utilizan los SIG: seguridad, milicia, realización de encuestas, levantamiento de censos, investigación de campo en biología, todas ellas utilizan los SIG que aunados a las tecnologías móviles cumplen con eficacia sus tareas.

En este tipo de tareas se necesita tener un control eficiente sobre el equipo de trabajo. Esto ha sido una tarea difícil de lograr desde hace mucho tiempo, principalmente debido a que requiere un alto nivel de organización y comunicación.

Ha sido mucha la investigación realizada en esta área, intentando tener mejores esquemas o metodologías que permitan organizar grupos de trabajo y crear sistemas que ayuden a automatizar estas tareas, como lo es el uso de GPS, bases de datos espaciales, sistemas de comunicación inalámbrica y protocolos de soporte.

Hoy en día existen varias opciones que afirman resolver el problema, una de ellas consiste en ofrecer un sistema que interconecta y comunica a los integrantes de un equipo. Entre estos sistemas tenemos desde la telefonía local, el correo electrónico, teléfonos celulares, hasta sistemas satelitales que permiten localizar a la gente en cualquier parte del mundo. Estos sistemas, si bien presentan una buena opción para el usuario, carecen de un tratamiento integral del problema.

Por lo anterior, pensamos en desarrollar un sistema capaz de comunicar y ubicar geográficamente a usuarios en todo el mundo, con las características de los sistemas clásicos de mensajería instantánea. Aprovechando herramientas de localización integradas con la movilidad que ofrece la comunicación inalámbrica. Mediante este tipo de sistemas podemos ofrecer herramientas tales como envío de mensajes instantáneos a usuarios, en función de su posición, programar el envío de mensajes a tiempos específicos, mandar pequeños archivos, todo en un solo sistema conectado a internet, capaz de utilizar la nueva tecnología, como GPRS y redes celulares de tercera generación.

Estos tipos de sistemas son conocidos como Mobile GIS (SIG móviles), ellos permiten al personal de campo, capturar, almacenar, actualizar, manipular, analizar y desplegar información geográfica. Un SIG móvil integra una o más de las siguientes tecnologías: Dispositivos móviles, sistemas de posicionamiento global (GPS) y comunicación inalámbrica para lograr el acceso a SIG en internet.

Esto habilita a las organizaciones a añadir información en tiempo real a sus bases de datos y aplicaciones, acelerando el análisis y despliegue de información, y ayuda a la toma de decisiones ya que permite usar información actualizada y datos espaciales más precisos.

Además si consideramos que estos sistemas se ejecutan en teléfonos celulares, PDA, Tablet PC, etc. Entonces permiten habilitar la combinación de aplicaciones móviles con tecnología inalámbrica. Lo cual permite al diseñador de SIG transferir las partes principales de la tecnología SIG desde las computadoras de escritorio hasta las manos del usuario. Esto conduce a aplicaciones innovadoras de información espacial.

En ambientes móviles, las aplicaciones requieren atención particular en cuanto a las limitaciones del ambiente, tales como fluctuación de ancho de banda, desconexiones frecuentes, entre otras limitantes de estos dispositivos. La adaptación dentro de un ambiente móvil del tipo cliente-servidor consta de tres pasos principales: (1) monitoreo de recursos, (2) una estrategia de adaptación y (3) el proceso de adaptación. [4].

El resultado de esta investigación es una arquitectura cliente-servidor [3] para aplicaciones geomóviles que implementa un visor de mapas y un sistema de mensajería instantánea. Este demuestra la conveniencia de dispositivos portátiles como herramientas apropiadas para optimizar tareas en cooperativas.

Lo que resta de este artículo está estructurado como sigue: La sección 2 discute la arquitectura cliente-servidor del sistema. La sección 3 se describe el sistema en su totalidad y sus componentes. La sección 4 muestra pruebas realizadas al sistema en conjunto con su resultado, para casos específicos. Finalmente en la sección 5 obtenemos conclusiones y discutimos investigación futura.

II. ARQUITECTURA PARA EL SISTEMA

La arquitectura para el sistema está basada en una aplicación [4] y un modelo cliente servidor [11][7] Teniendo, además, dos módulos: el servidor y el cliente.

II. a MÓDULO DE SERVIDOR

Este sistema está basado en una arquitectura cliente-servidor, donde el servidor (Módulo de servidor) es un software independiente de su plataforma que maneja todos los requerimientos desde el inicio de sesión hasta la comunicación (peticiones) entre usuarios, administrando bases de datos de usuarios y sistemas, y permitiendo administrar información espacial dinámica y estática tal como la ubicación del usuario en tiempo real y un repositorio de archivos de mapas.

II. b MÓDULO DE CLIENTE

El componente cliente es la aplicación móvil que conecta al servidor. En la figura 1 podemos ver el esquema del sistema general, en el que el servidor se conecta a tres fuentes de datos diferentes: la base de datos de usuarios, la base de datos de mensajes y un repositorio de archivos de mapas en el que la información geográfica estática es almacenada. Como se puede observar, las fuentes de datos no necesitan estar en el mismo servidor físico pero si necesitan una conexión.

III. ARQUITECTURA GENERAL DEL SISTEMA Y FUNCIONES

Una aplicación web para administrar la base de datos de usuarios, la cual está incrustada dentro del servidor. En este el administrador del sistema está a cargo de la actualización de la base de datos. El módulo del cliente se conecta al servidor a través de una red inalámbrica, pudiendo ser esta, del tipo WLAN, GPRS o cualquier otra red con soporte para sockets, utilizando un protocolo basado en XML para el envío de mensajes.

El proceso de autenticación es realizado dentro del servidor. Una vez que un usuario inicia sesión, el sistema muestra todas las funciones tales como envío/recepción/administración de mensajes. Además, de la obtención de la localización de los contactos en un mapa geográfico en pantalla, así como herramientas para el control de despliegue del mapa (zoom, identify, pan).

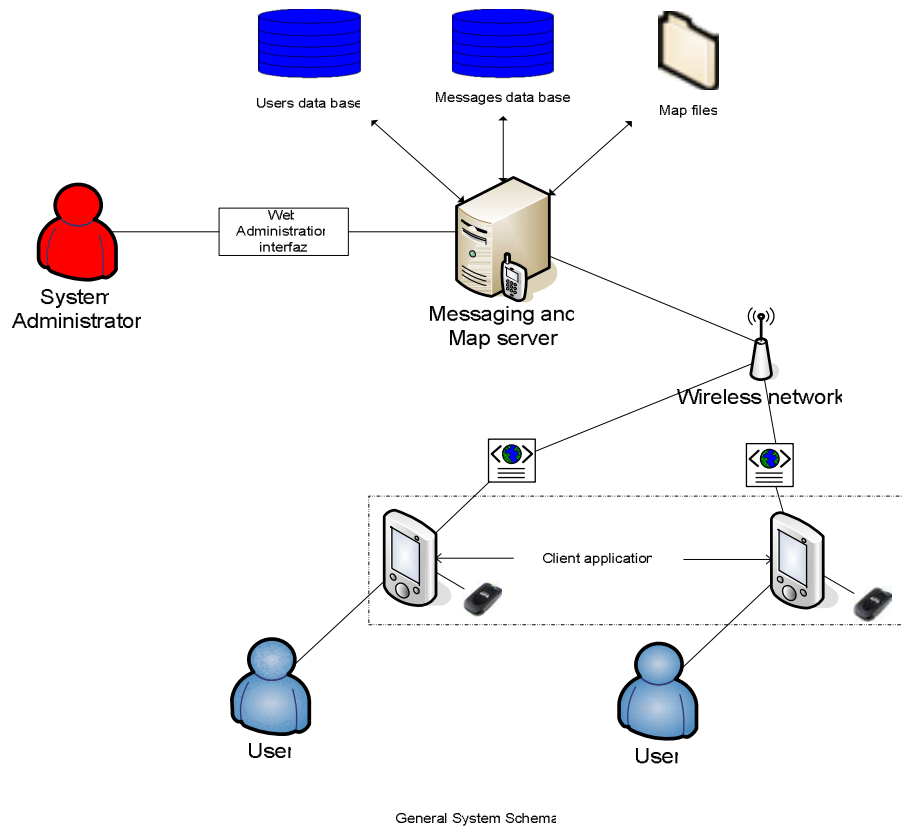


Fig. 1. Esquema General del Sistema

En la figura 2, los componentes principales del sistema son mostrados, del lado del servidor el componente más importante es el *Controlador* el cual maneja todas las peticiones del usuario desde conexiones y mensajes nuevos hasta peticiones de datos geográficos, el controlador es que decide que acción debe ser llevada a cabo.

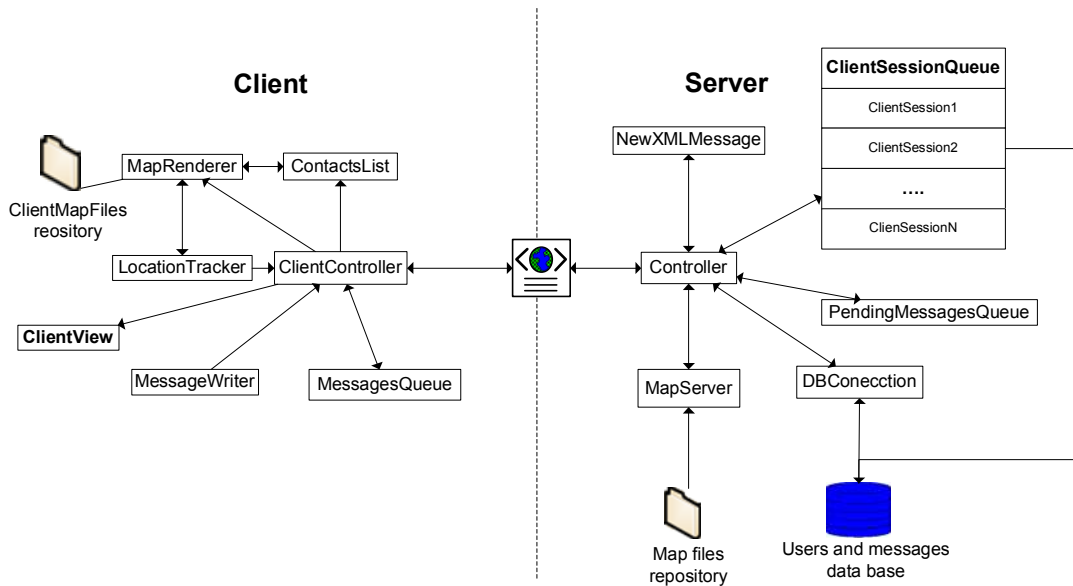
El controlador crea nuevas *ClientSessions* siempre que un nuevo cliente se conecta y los administra al mismo tiempo que el usuario inicia sesión a través de *ClientSessionQueue*. Además, el controlador está alerta de para recibir mensajes nuevos de los usuarios. Otra de sus funciones es el envío de mensajes programados para ser enviados a tiempos específicos. El controlador también es responsable de mostrar opciones disponibles a usuarios finales por medio de una interfaz gráfica de usuario (GUI). De esa forma, cuando el cliente ejecute la aplicación (una

conexión a internet que no sea GSM es necesaria) una pantalla de inicio es desplegada, si los datos de inicio son correctos y el inicio de sesión es exitoso, entonces aparece enseguida una pantalla con las siguientes opciones: *escribir/leer un mensaje, ver herramientas de mapas, ver lista de contactos y administrar mensajes*.

De lado del cliente el componente más importante es el controlador del cliente el cual maneja toda la comunicación del cliente al servidor, decide donde mandar la información y que acciones deben de ser llevadas a cabo dependiendo de los mensajes recibidos por el servidor (posición geográfica de los contactos, mensajes nuevos para el usuario, respuestas a peticiones previas, etc.) con este proceso la vista del usuario será actualizada.

Considerando que es un sistema orientado a controlar grupos de trabajo, la administración de la lista de contactos no es permitida, esta tarea solo es permitida a un administrador del sistema, de ahí que un usuario solo puede ver y comunicarse con los contactos que el administrador permite. Otro componente importante del lado del módulo del cliente es el

MapRender el cual despliega información geográfica en un mapa y con el soporte de *LocationTracker* también despliega una capa de usuarios conectados, estos usuarios aparecen en una lista de contactos. El controlador también es el responsable por requerir y almacenar nuevos mapas dentro del depósito de *ClientMaps*.



Client and Server architecture

Fig. 2. Arquitectura Cliente-Servidor

IV. PRUEBAS AL SISTEMA

En este momento, se tiene un prototipo estable en el que funcionan la mayor parte de las características presentadas anteriormente; algunas características están siendo mejoradas para mejorar el rendimiento del sistema, por ejemplo: un mejor esquema de autenticación, transferencia de archivos más rápida y mejor, además de recuperación de errores. Todas las demás características del sistema son completamente funcionales y fueron probadas dentro de los siguientes escenarios.

- Conexión de varios usuario al servidor (por lo menos 8 usuarios concurrentes)

- Envío de mensajes o archivos pequeños (de alrededor de 50Kb) a uno o varios archivos de forma instantánea o programados.
- Peticiones de archivos de mapas entre la aplicación del cliente y la aplicación del servidor.
- Inicio de sesión al sistema a través de diferentes tipos de redes (WLAN, GPRS)

Una vez que el servidor ha iniciado, los clientes están listos para conectarse, los usuarios ejecutan la aplicación instalada en el dispositivo móvil y visualizan la pantalla de inicio de sesión, si ingresan la información de usuario y su inicio es exitoso se les muestra la ventana principal de

cliente donde se les muestran varias opciones disponibles. Una cosa a notar es el hecho de que cuando el usuario inicia sesión el sistema es informado de todos los mensajes no leídos que el

usuario pudiera tener, además de que todos sus contactos son notificados de su inicio de sesión. La figura 3 describe este escenario.

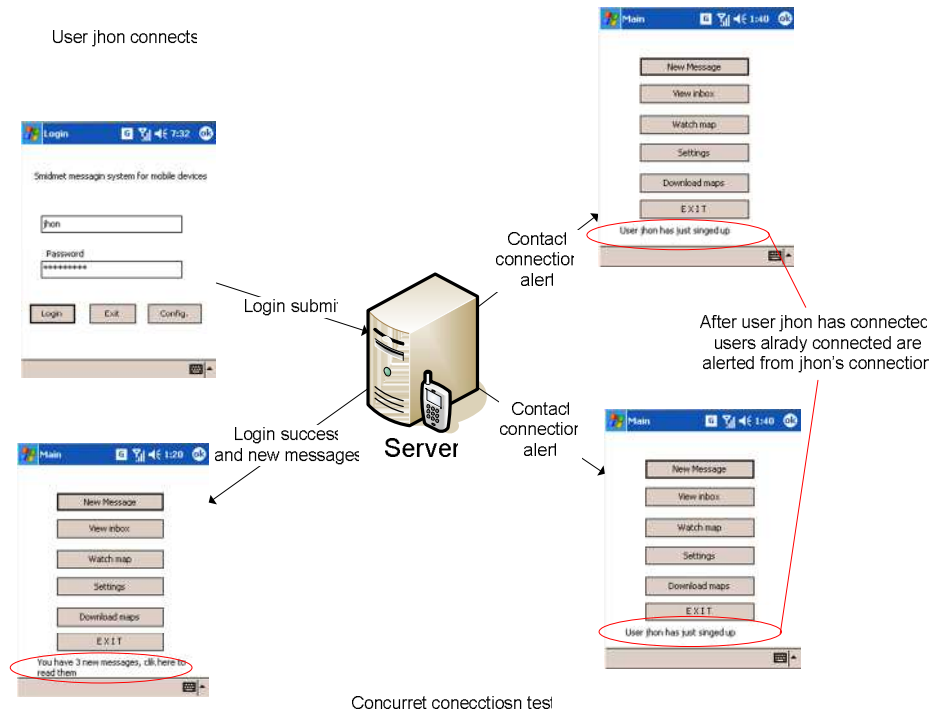


Fig. 3. Prueba de Conexión

Mandar mensajes y ver mapas son las tareas más comunes y se pretende que ambas se combinen en el presente sistema. Se han probado ambas características con varios usuarios concurrentes conectados al sistema. Para mandar mensajes, el usuario debe hacer click en el botón *Nuevo Mensaje* dentro de la pantalla principal; una

ventana con herramientas para la escritura del mensaje y para su configuración aparecerá. Este proceso es simple y fácil de lograr. La figura 4 lo muestra.

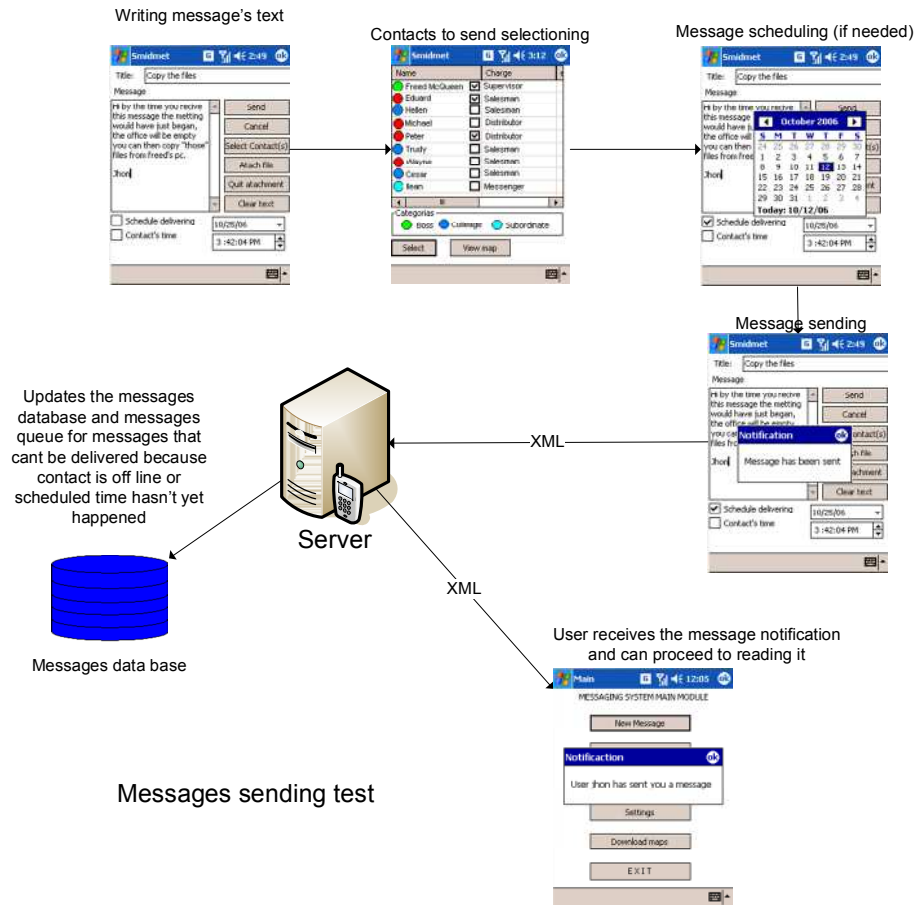


Fig. 4. Pruebas de Envío de Mensajes

Como se puede apreciar en la figura 4, la ventana de selección del usuario refleja la característica de la jerarquía implementada dentro del sistema. Como se mencionó anteriormente, el usuario puede ver mensajes y ver la ubicación de los otros usuarios que se encuentren en su lista de contactos. Esta lista es automáticamente generada al tiempo de la conexión del usuario de acuerdo a la jerarquía de negocios que se encuentre implementada en la organización. Lo cual quiere decir que cuando un usuario es registrado en el sistema, el administrador deberá proveer los datos personales del usuario, pero también su rol dentro de la organización para que el servidor pueda registrar al usuario en su

contexto apropiado (Árbol de organización jerárquica).

Podemos observar esta característica en la ventana de selección de usuarios, todos los usuarios mostrados en esta ventana entran en alguna de las siguientes categorías: jefe, colegas, o subordinados del usuario actual; los cuales pueden ser fácilmente identificados mediante iconos de colores además del nombre del contacto. Se tiene un icono de color diferente para cada tipo de contacto.

De esta forma, un contacto puede mandar mensajes solamente a su jefe, a sus colegas y a sus subordinados. El usuario no tendrá interacción con el resto de la organización. Esto

permite tener múltiples equipos de trabajo en la misma organización y le da al administrador mucha facilidad para controlarlo.

Los usuarios pueden ver la ubicación de sus contactos a través de mapas en pantalla incrustados en el GUI, ellos solo necesitan hacer clic en el botón *Ver mapa* y seleccionar el mapa que deseen ver, la aplicación automáticamente requerirá al servidor los datos espaciales dinámicos (ubicación de los usuarios) y desplegará esa información en una capa de usuarios dentro del mapa. La figura 5 muestra este proceso. Una vez que el mapa y las capas de usuarios son desplegados, los usuarios pueden

rastrear a otros usuarios o mandarles mensajes seleccionándolos de acuerdo a su posición en el mapa, para esto se tienen controles de navegación y selección. El usuario puede elegir un grupo de contactos mediante una figura delimitadora de selección mediante un apuntador del dispositivo, o mediante alguna otra herramienta de selección (punto, radio, rectángulo, polígono) y hacer clic en el botón de mandar mensaje, después de esto, la pantalla de *Nuevo mensaje* aparecerá y todo el proceso y las reglas mencionadas anteriormente para la creación y envío de mensajes son idénticos, a excepción de la selección de usuarios pues está se hace previamente en el visor de mapas.



Map viewing test

Fig. 5. Prueba del Visor de Mapas

Todos los escenarios anteriores se comunican con el servidor para lograr las tareas a través de mensajes XML, se han definido múltiples tipos de mensajes para diferentes tipos de acciones, la figura 6 muestra un tipo de mensaje en el que el

usuario envía un mensaje a otro usuario, éste mensaje es generado en una sesión de cliente y es enviado al servidor para que éste lo remita a su dirección apropiada.

```

<?xml version="1.0" encoding="UTF-8"?>
<nuevo_mensaje>
  <asunto>please call me</asunto>
  <contenido_mensaje>hey i'll be a little late</contenido_mensaje>
  <hora_de_envio_remitente>6-7-2006</hora_de_envio_remitente>
  <hora_de_envio_destinatario>7-7-2006</hora_de_envio_destinatario>
  <tipo_liberacion>t</tipo_liberacion>
  <tipo_de_horario>destinatario</tipo_de_horario>
  <destinatarios>
    <nick>trudy</nick>
    <nick>jhon</nick>
  </destinatarios>
  <archivo_adjunto>no</archivo_adjunto>
  <tamano_archivo>0</tamanio_archivo>
  <datos_base64></datos_base64>
</nuevo_mensaje>

```

Fig. 6. Muestra de Mensajes XML

La figura 6 muestra un mensaje XML usado para comunicarse entre usuarios, la validación y el análisis sintáctico fueron creados utilizando el API JAX, el servidor administra un archivo de registro para procesos estadísticos acerca de las sesiones y los mensajes.

V. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

Este artículo presento un sistema para ayudar en proyectos relacionados con SIG por medio de una integración de aplicaciones móviles típicas y sistemas de mensajería. Temas importantes en este contexto incluyen desafíos relacionados a la tecnología móvil, comunicaciones inalámbricas, y la estructura de sistemas de mensajería instantánea con visores SIG en sus ambientes.

Hemos presentado una herramienta para ayudar a organizar equipos de trabajo, hemos discutido la idea principal, presentado la arquitectura y algunas pruebas al sistema. Pero lo que es más importante de este sistema, es la propuesta de utilizar sistemas que anteriormente se implementaban solo de forma separada y acoplarlos en uno solo, para ofrecer una nueva clase de servicios tales como localización de múltiples usuario, comunicación de grupos de trabajo, programación de reuniones y así

continúa la lista teniendo sus límites en la imaginación de sus desarrolladores y por ahora, las limitaciones de los dispositivos móviles.

El objetivo principal de este artículo fue el de integrar un sistema tradicional de mensajería instantánea con un sistema móvil de visualización geográfica. El artículo primero identifico las características de la computación móvil y los retos a que esto conllevaba, de ahí partimos para crear un marco arquitectónico que permitiera un intercambio eficiente de mensajes en ambientes móviles de SIG.

Hemos visto esta tendencia de sistemas conjuntos en todos lados, desde la telefonía y las redes celulares, hasta los servicios de transmisión de señal de TV. Contamos con un sistema capaz de comunicar a personas perteneciendo al mismo grupo de trabajo u organización y también sea capaz de rastrear la ubicación del usuario en tiempo real, estas tareas se basan en información geográfica. Este sistema representa una alternativa para mejorar el rendimiento de la organización en su totalidad, para una tarea específica.

Finalmente, tenemos una versión estable del sistema, hemos mostrado algunas pruebas y

expuesto las características más importantes. Ahora presentaremos lo que ha sido dejado como trabajo futuro, para mejorar el rendimiento del sistema y también para arreglar algunas debilidades que notamos durante las pruebas al sistema.

- Mejorar la seguridad en cuanto a la autenticación, *time outs* de la sesión y posiblemente encriptación
- Mejorar la codificación de archivos y su esquema de transmisión para lograr transmisiones más rápidas
- Reducir la carga de mensajes XML a un mínimo para adaptarse a los requerimientos de las redes inalámbricas en cuanto a ancho de banda se refiere
- Mejorar la lectura y creación de mapas y capas para lograr visualización más rápida
- Incluir un editor de mapas para permitir otras operaciones espaciales y mejor interoperabilidad con sistemas tradicionales de SIG para PC de escritorio

Referencias

- [1] Artem, G. (2000) 'Management of Geographic Information in Mobile Environments', Department of Computer Science and Information Systems, University of Jyväskylä, Jyväskylä, Finland.
- [2] Balasundaram, V. and Kennedy, K. (1989) 'A techniques for summarising data access and its use in parallelism enhancing transformations', *Proceedings of ACM SIGPLAN'89 Conference on Programming Language Design and Implementation*, Portland, OR, pp. 41-53. Balley, S.,
- [3] Jing, J., Helal, A. and Elmagarmid, A. (1999) 'Client-Server Computing in

Mobile Environments', *ACM Computing Surveys*, 31, 117-157.

- [4] Katz, R. (1994) 'Adaptation and Mobility in Wireless Information Systems', *IEEE Personal Communications*, 1, 6-17.
- [5] Pitoura, E. and Bhargava, B. (1994) 'Building Information Systems for Mobile Environments', In *Proceedings of the Third International Conference on Information and Knowledge*
- [6] *Management*, Gaithersburg, MD, pp. 371 - 378.
- [7] Rao, S. (2000) 'An Architecture for Adaptable Wireless Networks', Master's Thesis, Massachusetts Institute of Technology, Boston, MA.
- [8] Reichenbacher, T. (2004), 'Mobile Cartography—Adaptive Visualization of Geographic Information on Mobile Devices', Ph.D. thesis, Technical University Munich, Germany.
- [9] Ruiz, P., Botía, J., and Gómez-Skarmeta, A. (2004) 'Seamless Multimedia Communications in Heterogeneous Mobile Access Networks', In Chadwick, D., Binczewski, A., Campanella, M.,
- [10] Clarke, P., le Guigner, J.-P., Hanss, T., López, D., Reijs, V., Sartzetakis, S., Wierenga, K., and Williams, S. (Eds.): *Proceedings of TERENA 2004: One Step Ahead, The 20th Trans European Research and Education Networking Conference*, Rhodes, Greece (<http://www.terena.nl/publications//tnc2004-proceedings/papers/ruiz.pdf>).
- [11] Satyanarayanan, M. (1996) 'Fundamental Challenges in Mobile Computing', In *Symposium on Principles*

of Distributed Computing, Philadelphia, PA, pp. 1-7.

- [12] Satyanarayanan, M., Noble, B., Kumar, P. and Price, M. (1995) 'Application-Aware Adaptation for Mobile Computing', *Operating Systems Review*, 29, 52-55.

SISTEMA MÍNIMO BASADO EN EL MICROCONTROLADOR DS80C400 PARA EL DESARROLLO DE APLICACIONES CON CONECTIVIDAD A INTERNET

Santiago Espinosa Felipe, Oviedo Edison Rubén Alberto.

Instituto de Electrónica y Computación
Universidad Tecnológica de la Mixteca
Carretera a Acatlima Km. 2.5, Huajuapán de León, Oaxaca, 69000, México
Tel. 9535320214, correo electrónico: fsantiag@mixteco.utm.mx, oebn@hotmail.com

RESUMEN

En este artículo se describe la forma en que se acondicionó al microcontrolador DS80C400, manufacturado por Dallas/Maxim Semiconductor, al conjuntarlo con los elementos necesarios para construir un sistema que será la base para el desarrollo de aplicaciones que puedan ser operadas desde Internet. El DS80C400 es una versión ampliamente mejorada de la arquitectura 8051 desarrollada por Intel. Para conseguir la conexión a Internet, el sistema cuenta con un espacio de memoria en el que se instaló un sistema operativo conocido como TINI, también desarrollado por Dallas/Maxim Semiconductor con el lenguaje de programación Java, y una pila de TCP/IP. Una vez implementado el hardware e instalado el sistema operativo, se probó al sistema con una aplicación para demostrar como el monitoreo y la modificación de parámetros se pueden hacer desde un ámbito local o remoto, donde este último se puede realizar desde cualquier computadora con acceso a Internet.

Palabras clave: Microcontrolador DS80C400, sistema mínimo, Internet, TINI, Java.

I. INTRODUCCIÓN

Actualmente Internet es el mayor medio de comunicación en el mundo, ha llevado al acceso instantáneo de la información y ha hecho posible la comunicación instantánea entre las personas sin importar su ubicación en el planeta [1].

No es extraño el uso de aplicaciones ejecutándose sobre computadoras conectadas a Internet. Sin

embargo, hay otro conjunto innumerable de aplicaciones en donde dejar una computadora dedicada podría resultar excesivo. Por ejemplo: Sistemas para el monitoreo de parámetros ambientales, sistemas de seguridad, control de acceso, etc. La base para el desarrollo de esta clase de sistemas han sido los microcontroladores.

Un microcontrolador contiene los elementos necesarios para poderse considerar como una computadora empotrada en un circuito integrado [2]. Los microcontroladores por lo general son empleados en sistemas con un propósito específico. Si a este tipo de sistemas se les proporciona conectividad a Internet, se amplía extensivamente su funcionalidad, permitiendo el monitoreo o control a distancia.

Con ese propósito, desde hace algunos años, algunos fabricantes de microcontroladores han empezado a incorporarles los recursos necesarios para permitir esta conectividad, entre ellos se encuentra el microcontrolador DS80C400 [3]. El cual es la base para el desarrollo del presente trabajo.

II. DISEÑO DEL SISTEMA

La figura 1 muestra un diagrama a bloques con los diferentes elementos que componen al sistema.

El microcontrolador es el corazón del diseño porque ejecuta directamente el código nativo del entorno de ejecución, proporciona el control y la comunicación entre dispositivos y las capacidades para el establecimiento de una red.

Para el bloque de memorias se debe considerar el manejo de dos espacios diferentes, uno para incluir el entorno de ejecución y los programas de aplicación, y otro para el área de datos del sistema.

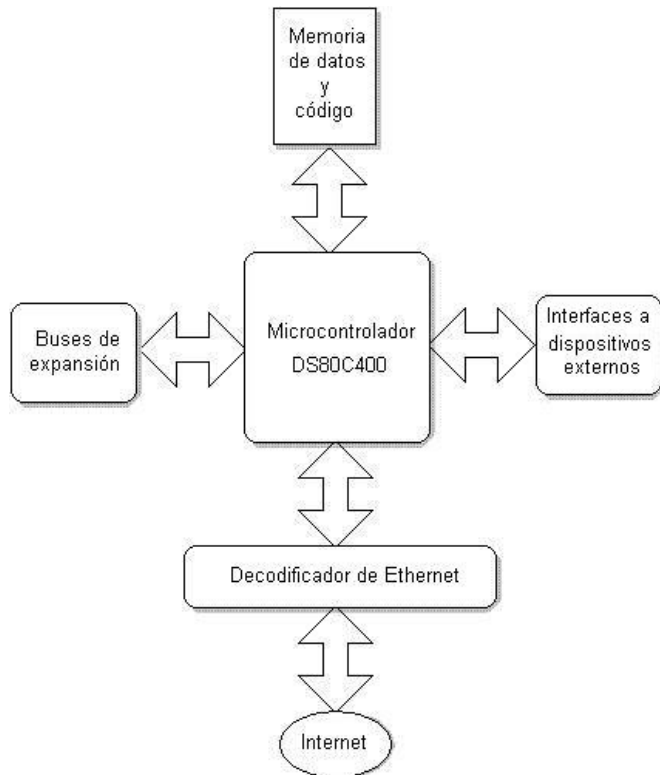


Fig. 1 Diseño del Sistema

El bloque decodificador de Ethernet auxiliará al microcontrolador para enviar y recibir mensajes a través de la red.

El bloque de interfaces a dispositivos externos proporciona canales de comunicación estándares para la comunicación con el exterior.

El bloque de buses de expansión provee al sistema de un espacio de direcciones y señales de control en el que se podrá realizar un mapeo de diferentes elementos periféricos, que compartirán el bus de datos. Esto para el manejo de periféricos externos como un teclado, botones, visualizadores, etcétera.

III. IMPLEMENTACIÓN

Para cada bloque se seleccionaron los elementos adecuados, buscando compatibilidad entre ellos, el bloque principal corresponde al del

microcontrolador y básicamente incluye al DS80C400 con sus elementos de soporte. En la figura 2 se muestran las señales que proporciona este bloque.

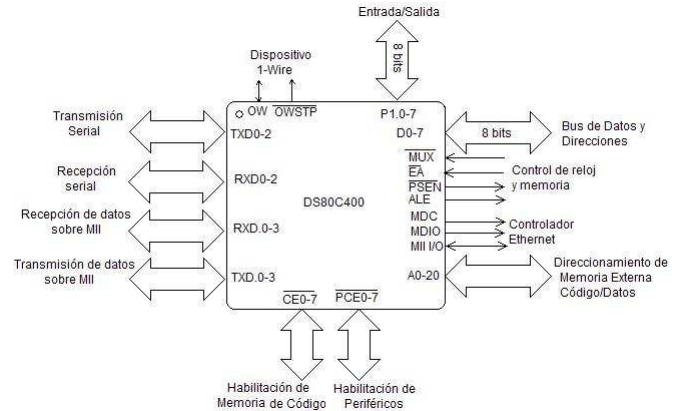


Fig. 2 Bloque Microcontrolador

El DS80C400 es un circuito integrado de 100 terminales con un ciclo de instrucción de 54 nS e incluye un controlador de Acceso a Medios (MAC) 10/100 Mbps, un controlador para una red de una línea (OW, *one wire*), tres puertos seriales, manejo del protocolo CAN 2.0 y 64 terminales I/O distribuidas en 8 puertos de 8 bits [3].

El DS80C400 incorpora cuatro áreas de memoria interna:

- 256 Bytes de RAM con acceso directo.
- 9kB de memoria estática de acceso aleatorio (SRAM, *Static Random Access Memory*) configurable.
- 256 Bytes de RAM reservada para mensajes CAN.
- 64 kB de ROM para *firmware*.

Puede direccionar hasta 16 MBytes de memoria externa de la siguiente manera: incluye un bus multiplexado de 16 bits para datos y direcciones, similar a un 8051, con esto se pueden direccionar hasta 64 Kbytes. Mas sin embargo, 6 líneas de diferentes puertos pueden configurarse para incrementar el bus de direcciones, alcanzando un direccionamiento de 2 MBytes. Además, otras 8 líneas de los puertos se pueden configurar como habilitadores para referenciar a 8 segmentos

diferentes de 2 MBytes cada uno. Este espacio externo puede combinarse para código o datos, teniendo un máximo de 4 MBytes para los datos.

De acuerdo con la capacidad de direccionamiento externo del DS80C400, para el bloque de memorias del sistema se utilizó una memoria SRAM no volátil para los datos y una memoria flash para código. La figura 3 muestra las interconexiones entre este bloque y el DS80C400.

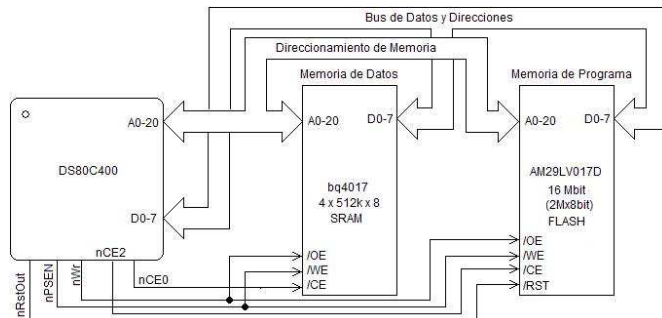


Fig. 3 Bloque de Memorias

Se optó por usar una SRAM no volátil para conservar los datos en ausencia de energía, en particular se utilizó la memoria bq4017, la cual tiene una capacidad de 2 MBytes y puede alcanzar una retención de información en ausencia de energía hasta por cinco años.

Para el código se utilizó la memoria flash AM29LV017D, la cual se puede programar o borrar con un solo voltaje (3.3 volts) y ofrece tiempos de acceso de 70, 90 y 120 ns, permitiendo alta velocidad sin estados de espera. Además, posee una arquitectura de sector uniforme, soportando borrado completo y no hay necesidad de un programa adicional para su programación porque es compatible con el cargador del microcontrolador.

El bloque decodificador de Ethernet es para apoyar en el envío y recepción de los mensajes de red. Este bloque proporciona la capa física (PHY) de la red, ya que establece el enlace entre las señales físicas transmitidas en la red de trabajo y el ambiente digital del microcontrolador.

El DS80C400 contiene un MAC de Ethernet, para enlazarse con una interfaz independiente del medio (MII) estándar, con ese objetivo se utiliza al circuito LXT972A de Intel.

EL LXT972A es un transmisor-receptor que cumple con las normas del IEEE. Soporta redes de 10/100 Mbps, su condición de funcionamiento se puede fijar usando auto negociación, detección paralela o control manual. Este circuito maneja la recuperación, codificación y el descifrado de los datos así como el reloj. Se comunica con la capa del MAC a través de la MII. En la figura 4 se muestran las conexiones requeridas entre el bloque decodificador de Ethernet y el microcontrolador.

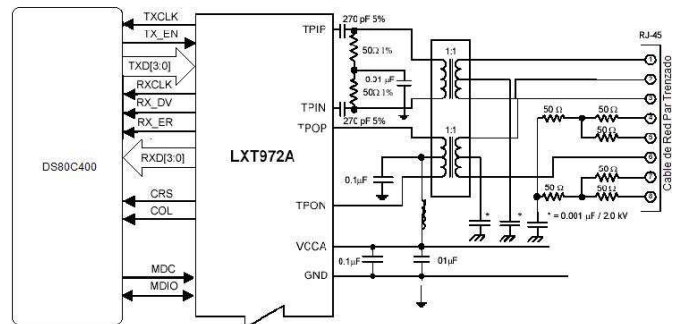


Figura 4. Bloque decodificador de Ethernet

En referencia al bloque de interfaces a dispositivos externos, se acondiciona al sistema para incluir un puerto de comunicación RS-232, el cual se muestra en la figura 5.

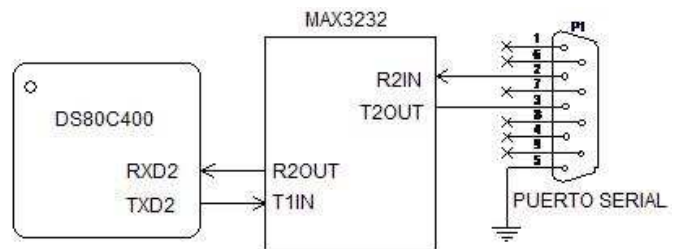


Figura 5. Interfaz serial

También se incluye una interfaz OW, que consiste en un bus que provee control completo y coordina las actividades de transmisión/recepción (Tx/Rx) con una supervisión mínima. Una red OW es una colección de uno o más dispositivos unidireccionales que comparten solo un conductor para la comunicación y la energía. Características

que permiten construir una red de trabajo con dispositivos unidireccionales y una disminución en los costos de los sistemas, con una importante simplificación de los diseños por el manejo de un protocolo con una interfaz que proporciona control, señal y alimentación sobre un sistema de cableado simplificado.

El DS80C400 tiene dos formas de acceso a una red OW: Con un adaptador interno, donde la interfaz física es una terminal del microcontrolador. El número de dispositivos unidos y la longitud de línea conducida por el adaptador interno se limitan por las características eléctricas de la terminal usada.

La otra forma es con un convertidor OW externo unido a un puerto serial auxiliar. Este circuito es un adaptador equipado y capaz de controlar las redes OW para conectar muchos dispositivos, por lo que es preferible.

Bajo esta red OW se conecta al dispositivo DS2502, el cual es un dispositivo que tiene una identificación de familia y 1 KByte de memoria EPROM programable. En este trabajo se encargará de proporcionar la dirección MAC de Ethernet al sistema, dirección que se le ha asignado durante su fabricación y es la que permitirá identificar al dispositivo asociado dentro de una red.

En la figura 6 se muestra la interfaz OW disponible a pesar de la conexión del DS2502.

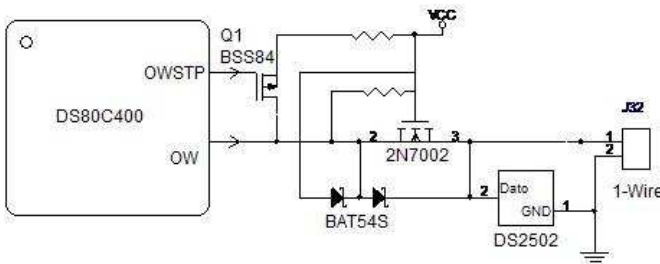


Figura 6. Interfaz One Wire

También se acondicionó un puerto USB, que no se considera como parte del bloque de interfaces por que no está a disposición del usuario para el

desarrollo de aplicaciones, sirve para empotrar un sistema operativo en el microcontrolador.

El bloque de buses de expansión proporciona diferentes tipos de buses para manipular otros periféricos, esto se muestra en la figura 7(a). Como parte de este bloque se dispone un *socket* para la conexión de un dispositivo lógico programable complejo (CPLD, *Complex Programmable Logic Device*), que utiliza el bus de datos y direcciones, proporcionando la posibilidad de más conexiones I/O a través de otro conector, como se puede ver en la figura 7(b).

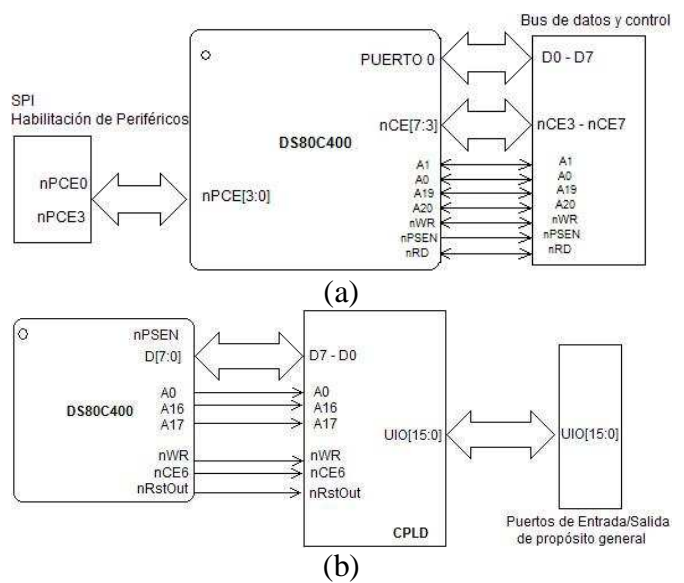


Figura 7. Bloque de Buses de Expansión
(a) Buses de datos, direcciones y habilitadores
(b) Espacio para un CPLD

Con los bloques descritos y los componentes seleccionados se construyó la tarjeta que se muestra en la figura 8. En la vista superior pueden observarse las memorias, el socket para el CPLD, conectores de interfaces, de buses, USB y para la red. En la vista inferior puede verse al microcontrolador, al decodificador de Ethernet y un convertidor serial a USB.

IV. ENTORNO DE EJECUCIÓN

Una vez establecidos los elementos de hardware, se revisaron los aspectos de programación

necesarios para la interacción entre los elementos y la comunicación con la red.

La elección del hardware para la construcción del sistema fue solamente la mitad del trabajo. También se requiere de software que brinde la ayuda para ejecutar tareas múltiples, pilas de protocolos de red y una interfaz de programación. Es decir, un entorno de ejecución bien definido que proporcione todas estas características y permita que el usuario se centre en la aplicación.

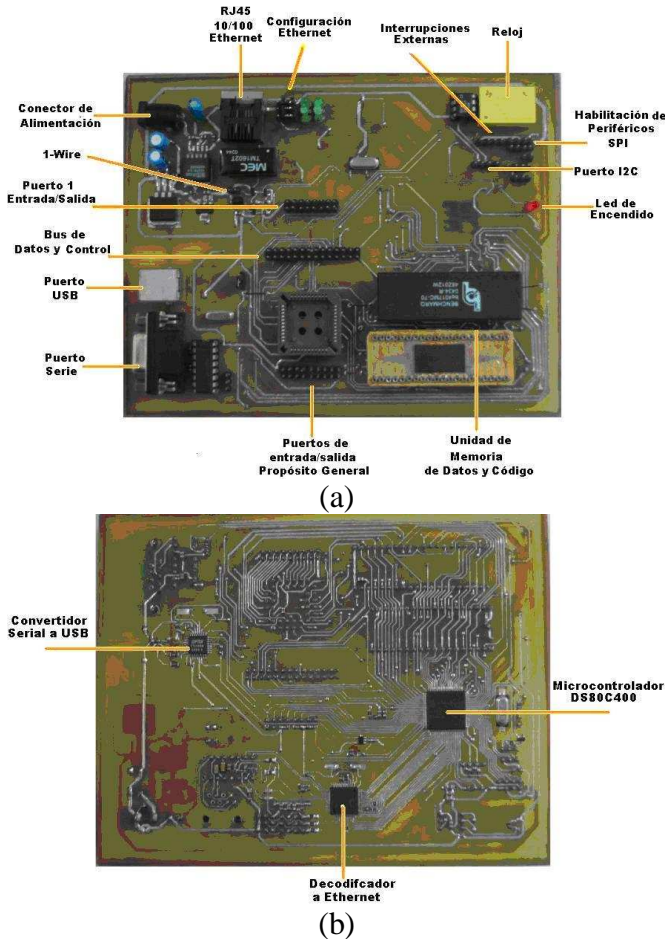


Figura 8. Implementación del Sistema
(a) Vista superior y (b) Vista inferior

Puesto que el DS40C800 es una versión ampliada de un 8051, podría programarse en ensamblador o en lenguaje C, aunque eso significaría desarrollar a un bajo nivel todos los elementos para el manejo de recursos y la comunicación por Internet. Además, desarrollar un conjunto de rutinas que sean la base para el desarrollo de aplicaciones.

Con ese propósito, se optó por la puesta en marcha de un entorno de ejecución desarrollado por MAXIM/Dallas Semiconductor. A este ambiente de desarrollo se le denomina interfaz pequeña de Internet (TINI®, *Tiny Internet Interface*) y es un sistema operativo específico basado en el lenguaje de programación Java que incluye rutinas para conexión a Internet en el DS80C400. Es una plataforma que provee una herramienta simple, flexible y sin costo para el diseño de una amplia variedad de dispositivos hardware que puedan conectarse a una red de trabajo.

El sistema operativo, apropiadamente referido como el entorno de ejecución TINI®, clasifica al software en dos categorías: código nativo ejecutado directamente por el microcontrolador y una interfaz para la programación de aplicaciones (API) interpretada por la máquina virtual de Java (JVM). El código de aplicación se escribe en Java y se usa la API para explotar las capacidades del entorno de ejecución nativo en el microcontrolador y los recursos de hardware subyacentes. En la figura 9 se muestra la relación entre estas categorías de software y los protocolos que proporciona el entorno a través de la API.

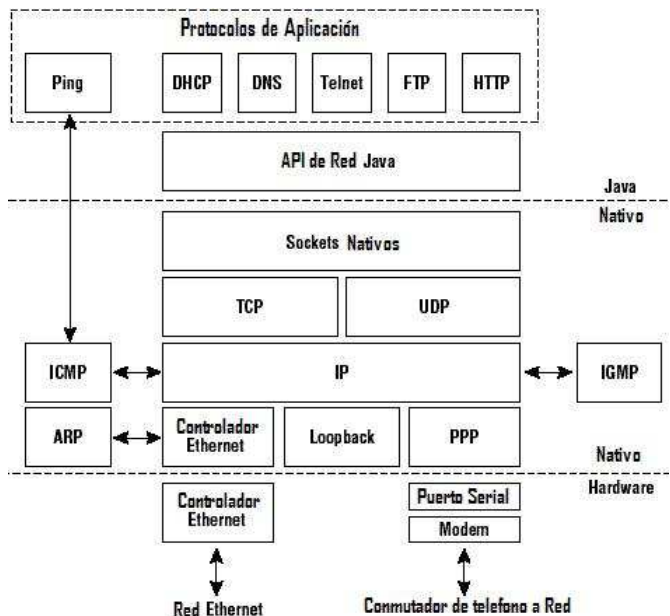


Fig. 9 Entorno de ejecución TINI®

Los programas Java que se ejecutan en TINI® son aplicaciones con privilegios completos y acceso a todos los recursos del sistema, lo que significa que la aplicación es responsable de la configuración y del control de todo el sistema.

El sistema operativo es un cuerpo complejo de código que realiza muchas tareas independientes pero bien representadas por la suma de los tres componentes principales siguientes:

Programación de procesos e hilos, se encargan de la ejecución del código al nivel de aplicación y de la sincronización, permitiendo la ejecución de procesos múltiples.

Administración del subsistema de memoria, realiza las siguientes tareas: asigna espacio para los procesos de Java y del sistema, automáticamente recolecta la basura generada por los procesos de Java y administra los archivos de sistema.

Administración del subsistema de entrada/salida, se divide en dos componentes principales: entrada/salida sin red y con red. La aplicación Java es responsable de los detalles de comunicación con los dispositivos.

La puesta en marcha del entorno de ejecución requiere de los siguientes elementos de software:

- JDK (Java Development Kit) de Sun Microsystems versión 1.4.2.
- Java Communications API de Sun Microsystems.
- TINI Software Development Kit Version 1.1 o posterior.

Instalando y configurando adecuadamente las primeras dos herramientas en alguna computadora personal, y conectando la tarjeta de desarrollo por medio del Puerto USB y un cable de red cruzado, como se muestra en la figura 10, apoyados en la tercera herramienta se puede realizar la descarga del entorno de ejecución TINI® en el microcontrolador.

El principal objetivo de TINI® es proveer una plataforma para desarrollar aplicaciones que conecten a la red dispositivos sin tal capacidad. Java facilita la escritura de aplicaciones usando clases de acceso básico a red, que se reúnen en un paquete denominado *java.net*.

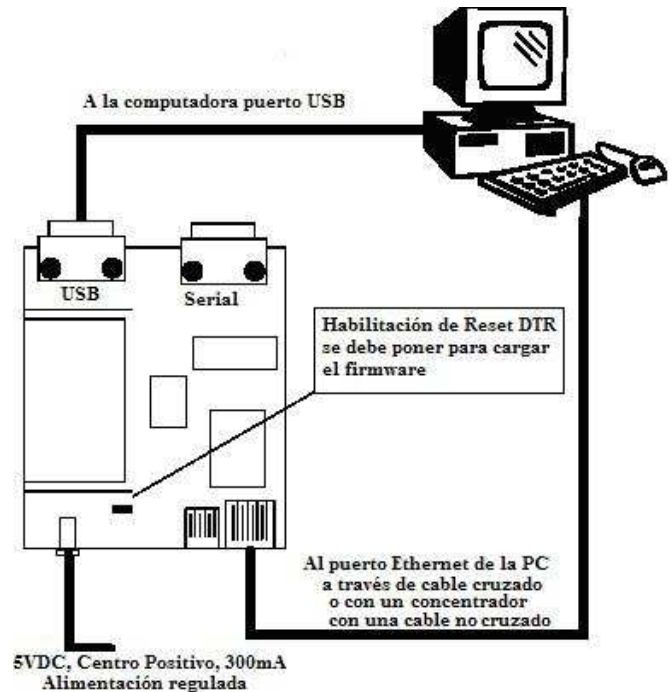


Fig. 10 Instalación Típica del Hardware

El proceso para el desarrollo de aplicaciones bajo este entorno es el siguiente:

1. Con cualquier editor de textos se construye al archivo fuente (arch.java).
2. Por medio del compilador (*javac*), se crea una clase de Java (arch.class).
3. Con el apoyo del convertidor de TINI (*TINIConvertor*), se va a crear un archivo listo a ser empotrado en el microcontrolador.
4. Se debe establecer una conexión FTP de la PC con el sistema.
5. Se transfiere el archivo a la memoria del sistema y puede ser puesto en ejecución desde la misma sesión FTP.

El entorno de ejecución se encarga de la ubicación y administración de los programas, esto queda transparente al usuario.

V. APLICACIÓN DE PRUEBA DEL SISTEMA

El propósito de poner en ejecución al sistema es demostrar su capacidad de operación y cómo se puede utilizar. La meta es que el hardware sea una interfaz de red para una aplicación que trabaja con el sistema empotrado en el microcontrolador y exponer la capacidad de conexión con la red.

Para ello, se desarrolló una aplicación que consiste en un sistema simple para la medición y control de temperatura. El sistema se acondiciona para que a través de un sensor de temperatura conectado a la tarjeta, se pueda consultar este parámetro de forma local en un LCD o de forma remota, desde cualquier computadora conectada a Internet, por medio de una página Web embebida en el microcontrolador.

Se incluye la opción de control para el manejo de dos actuadores. Con el apoyo de un teclado, de manera local se puede variar un rango de temperatura o remotamente con un proceso activado vía Telnet. El sistema compara que la temperatura medida esté dentro del rango especificado, si esto no ocurre, se activará uno de los actuadores cuando la temperatura esté por encima del límite superior del rango o al otro, si está por debajo del límite inferior. En la figura 11 se muestra la forma en que se acondicionó al sistema para soportar la aplicación.

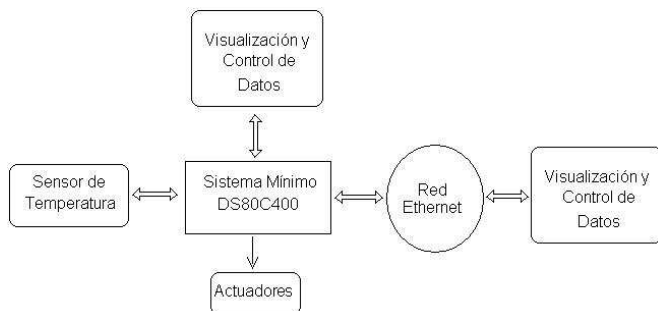


Fig. 11 Bosquejo de la aplicación de prueba

Para el sensor de temperatura se aprovecha la interfaz OW con la que cuenta la tarjeta, en ésta se conecta al circuito DS18B20 que es un termómetro digital para monitorear la temperatura ambiental. Por medio del programa se sabrá si está conectado

o no, debido a que se revisa continuamente la existencia de algún dispositivo en la terminal OW.

El LCD y el teclado sirven para visualizar los datos o configurar el rango de temperatura de manera local. Ambos dispositivos son mapeados en el espacio de memoria disponible y serán manejados por medio de software.

Los actuadores se modelan por medio de un par de LEDs. Uno está ubicado en la misma tarjeta, el cual se encenderá si la temperatura medida esta arriba del valor máximo definido. El segundo LED es externo, conectado a una de las terminales de un puerto y se encenderá cuando la temperatura esté abajo del valor mínimo.

Una vez establecido el hardware, se debe desarrollar el software que determinará el comportamiento del sistema. La importancia de la programación en Java es que soporta la ejecución de varios procesos al mismo tiempo, por lo que se puede hacer que el sistema esté ofreciendo los datos justo en el momento en que se obtengan, a la vez que se realicen otras acciones totalmente independientes unas de otras, como en este caso el trabajo del teclado y el programa para la modificación de parámetros.

La figura 12 muestra de manera abstracta la relación que existe entre los programas que se codificaron para la aplicación. Puede notarse que a nivel de sistema se pueden activar dos procesos: *WebTemp* y *ConfiguraSensor*.

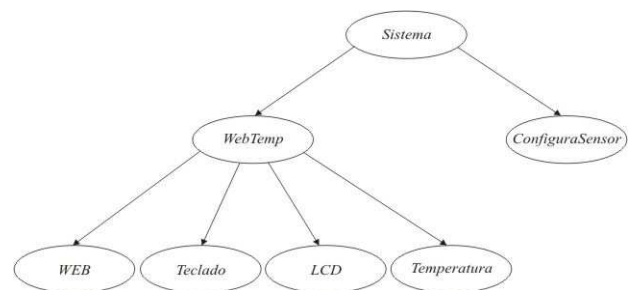


Fig. 12 Software para la aplicación

El proceso *WebTemp* trabaja de manera continua, se encarga de actualizar la página Web y de controlar a otros cuatro procesos que trabajarán en

forma concurrente. Los administra de manera que les transfiere los argumentos necesarios para su funcionamiento y los resultados que generan los utiliza para alcanzar un funcionamiento integral en el sistema. Estos procesos son:

- *Web*: Proceso que responde a las peticiones en el puerto 80 del TCP. Para presentar una página Web con la información del sistema, actualizándose de manera autónoma cada 15 segundos.
- *Temperatura*: Proceso encargado de revisar la temperatura medida por el DS1920.
- *LCD*: Proceso encargado de inicializar al LCD o bien, de actualizar su contenido.
- *Teclado*: Proceso que manipula al teclado.

Por otro lado, el programa *ConfiguraSensor* está en espera de ser activado por el usuario, este programa es para cambiar el rango de temperatura, recibiendo los parámetros por el puerto 23 (TELNET). *ConfiguraSensor* es un proceso que, aunque parece independiente, tiene que ver con *WebTemp* ya que a través de este proceso se van a modificar los parámetros que ambos ocupan, correspondientes al rango de temperatura. Tiene que funcionar individualmente porque es de conexión remota, eso implica que antes de ejecutarlo, se debe detener al proceso *WebTemp*.

VI. RESULTADOS DE LA APLICACIÓN

La aplicación funcionó satisfactoriamente, en la figura 13 se muestra como la temperatura se puede monitorear en forma local, a través del LCD. También se muestran los límites inferior y superior del rango para la activación de los actuadores.



Fig. 13 Monitoreo local

En la figura 14 se muestra como la temperatura se puede conocer en cualquier punto de la red por medio de la página Web que se pone en ejecución en el microcontrolador. También se muestra la hora del sistema, por que en la tarjeta también se incluyó un reloj de tiempo real.



Fig. 14 Monitoreo desde Internet

Si el sistema no detecta al sensor, se hace la indicación tanto en forma local como remota, esto se puede ver en las figuras 15 y 16 para cada punto de acceso.

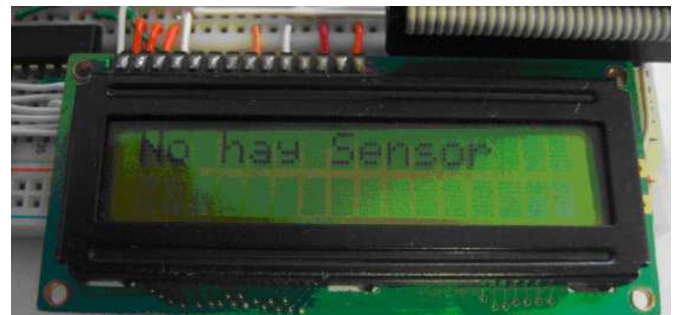


Fig. 15 Localmente se indica la ausencia del sensor



Fig. 16 Por Internet se indica la ausencia del sensor

La activación de las alarmas también se indica de manera local y remota. Localmente se puede ver la activación del actuador de acuerdo con el tipo de alarma, además de indicar la condición en el LCD, esto último se muestra en la figura 17.



Fig. 17 Indicación local de la activación de una alarma

Este resultado también se refleja en forma remota, como se muestra en la figura 18.



Fig. 18 Indicación remota de la activación de una alarma

Para la modificación del rango de temperatura, localmente se utiliza al teclado, observando los resultados en el LCD. De manera remota se debe establecer una conexión Telnet al sistema, detener al proceso *WebTemp* y ejecutar al programa *ConfiguraSensor*. En la figura 19 se observa como este programa presenta un menú para que los usuarios puedan realizar remotamente algunas tareas simples.

VII. CONCLUSIONES

La realización de este proyecto enfocado a la creación de un sistema mínimo con conectividad a una red, conlleva al planteamiento de conclusiones importantes.

- Se logró un sistema con los recursos suficientes para el desarrollo de numerosas aplicaciones.
- Se tiene conectividad a Ethernet, que en combinación con las interfaces de comunicación del DS80C400 simplifica el establecimiento de una red.
- El sistema cuenta con una capacidad de comunicación e integración de dispositivos externos.
- Incluye un sistema operativo basado en Java para facilitar la creación y administración de aplicaciones.
- En la parte académica, este sistema puede emplearse como herramientas en diversos cursos, como: Redes de computadoras, sistemas digitales, microcontroladores, etc., o bien para poner en práctica aspectos de programación.

La presencia de microcontroladores con conectividad a Internet, proporciona una gran oportunidad para el desarrollo de aplicaciones innovadoras. Este tipo de tecnología presenta una elegante puerta de entrada a la futura revolución en el campo de la conectividad de todos los dispositivos electrónicos a la red de redes.

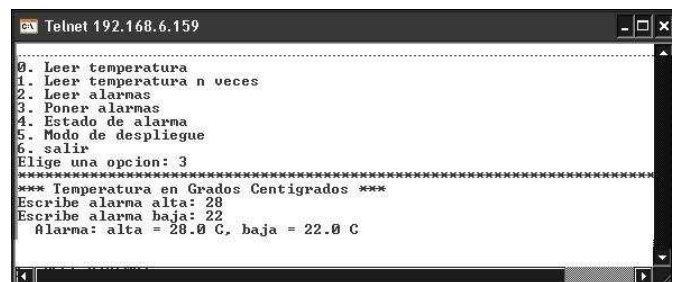


Fig. 19 Configuración vía Telnet del rango de temperatura

Los resultados obtenidos en la implementación de la aplicación de monitoreo y control de temperatura para probar el sistema fueron bastante

satisfactorios. El sistema se comportó correctamente al establecer una comunicación remota y local. Tampoco hubo problemas al ejecutar dos o más procesos al mismo tiempo, aún cuando éstos eran independientes entre si.

El sistema operativo TINI® ofrece la ventaja de tener independencia de la plataforma física y además, la metodología de desarrollo mostró ser muy versátil y flexible.

Con el soporte integrado de conectividad Ethernet, comunicación OW, entradas/salidas de propósito general e interfaz serial el sistema tiene la capacidad para el desarrollo de aplicaciones en diversos ambientes y con el control de variables en ámbitos diferentes, uno local y el otro remoto.

VIII. REFERENCIAS

- [1] *Internet y la comunicación electrónica en pocas palabras*, en <http://onu.org.do/instraw/internet/index.html>
Última visita: 15 de junio de 2007.
- [2] I. Scott Mackenzie, *The 8051 Microcontroller*, Third Edition. Prentice Hall, 1999
- [3] MAXIM: High-Speed Microcontroller User's Guide, Rev: 042307 MAXIM/Dallas Semiconductor, 2007.
- [4] Espacio en el servidor de MAXIM/Dallas Semiconductor para descarga de archivos relacionados con el microcontrolador DS80C400.
<ftp://ftp.dalsemi.com/pub/tini/ds80c400>
- [5] MAXIM: High-Speed Microcontroller User's Guide: Network Microcontroller Supplement, Rev: 8, 8/06, MAXIM/Dallas Semiconductor.
- [6] SUN DEVELOPER NETWORK: Java 2 SDK, Standard Edition, Version 1.4.2 Release Notes, Sun Microsystems, Inc., 1994-2007.
- [7] SUN DEVELOPER NETWORK: Java 2 Platform, Standard Edition, v1.4.2 API Specification, Sun Microsystems, Inc., 2003.
- [8] STALLINGS, William: "Comunicaciones y Redes de Computadores", 6ª Ed. Prentice Hall, 2002. ISBN 84-205-2986-9.
- [9] TANENBAUM, Andrew S.: "Redes de Computadoras", 3ª Ed. Prentice-Hall Hispanoamericana, S.A., México, 1997. ISBN 968-880-958-6.