

Comité Organizador

M. en C. José Raymundo Lira Cortés
Jefe del Departamento de
Electrónica

M. en C. Raymundo Barrales Guadarrama
Presidente

Dr. Miguel Magos Rivera
Jefe de Logística

M. en C. Mario Reyes Ayala
Coordinador Logístico

Ing. Ricardo Godínez Bravo
Coordinador Logístico



SEMANA NACIONAL DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

Informes:
senie@correo.azc.uam.mx

Página electrónica del evento:
<http://zeus.azc.uam.mx/senie>

Universidad Autónoma Metropolitana
Azcapotzalco
Av. San Pablo No. 180, Col. Reynosa
México D. F., 02200
Tel: 5318 9031
Fax: 5394 6843

II Semana Nacional de Ingeniería Electrónica



SEMANA NACIONAL DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

**Universidad Autónoma
Metropolitana**

Azcapotzalco

del

4 al 6 Octubre 2006

México D. F.

II Semana Nacional de Ingeniería Electrónica SENIE/2006

Invitación

El Departamento de Electrónica de la Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco, extiende una cordial invitación a ingenieros, académicos, empresarios y estudiantes a participar en las distintas actividades que se llevarán a cabo durante la:

II Semana Nacional de Ingeniería Electrónica

En este foro se busca promover los avances en las diversas áreas de la Ingeniería Electrónica haciendo énfasis en sus aplicaciones.

El evento se llevará a cabo en las instalaciones de la:

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco

del

4 al 6 Octubre 2006

Actividades

CONFERENCIAS MAGISTRALES



PONENCIAS ORALES Y EN CARTEL



El envío de los trabajos será en forma electrónica a través de la dirección:

senie@correo.azc.uam.mx

Mayores informes:

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

EXPOSICIÓN INDUSTRIAL



¡Importante!

Fechas importantes

2 de Junio 2006	Fecha límite para envío de trabajos.
23 de Junio 2006	Prorroga para envío de trabajos.
14 de Julio 2006	Aviso de aceptación.
8 de Septiembre 2006	Envío del trabajo final.
4 al 6 de Octubre 2006	SENIE/2006

Inscripciones

Cuota de recuperación para ponentes:

Público en general:	\$1,500.00
Estudiantes:	\$500.00

SEMANA NACIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA



Miércoles 4 de Octubre

Horario	Sala F 001	Sala D 002
10:00 – 11:00	Registro	
11:00 – 12:00	Inauguración	
12:00 – 13:00	Conferencia Plenaria No.1 Aplicaciones de la Transmisión Inalámbrica de Datos <i>Ing. Pablo Galindo Herrera</i> <i>Bismark Telecomunicaciones S.A. de C.V.</i>	
13:00 – 15:00	Receso	
15:00 – 15:30	Identificación del Modelo Paramétrico de un Servomecanismo Desarrollado Sobre la Base de un Motor de CD, Mediante una Base Ortonormal Generalizada <i>Carlos Alberto Chávez Guzmán</i> Universidad Autónoma de Baja California	Integración de un Sistema de Comunicación Inalámbrico Utilizando FPGAs <i>Gerardo Elí Martínez Torres</i> Universidad Autónoma de San Luís Potosí
15:30 – 16:00	Control Directo del Par de Alto Desempeño para Motores de Inducción Utilizando la Tarjeta dspace-SIMULINK <i>Gabriel Calzada Lara</i> Centro de Investigación y Estudios de Posgrado Universidad Autónoma de San Luís Potosí	Resonadores Acústicos <i>Francisco Javier Pérez Delgadillo</i> Instituto Politécnico Nacional
16:00 – 16:30	Receso	
16:30 – 17:00	Medidor Digital de Corriente Alterna Desarrollado en FPGA <i>José Luis Avendaño Juárez</i> Universidad Autónoma de Querétaro	Novel Automatic Tasks on Reasoning and Decision-Making on Biodynamics System Using Fuzzy-Neural Control <i>Pablo Ayala Hernández</i> Instituto Tecnológico de Ciudad Juárez
17:00 – 17:30	Diseño y Construcción de un Interferómetro Homodino de Baja Resolución <i>Blanca Elizabeth Miranda Maya</i> Centro Nacional de Metrología (CENAM)	El Óxido de Silicio Rico en Silicio (sro), Como Material Base en la Micro-Integración Opto-Electrónica <i>Apolonio Gallegos de la Cruz</i> U.P.I.I.C.S.A.-I.P.N. I.N.A.O.E.
17:30 – 18:00		

SEMANA NACIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA



Jueves 5 de Octubre

Horario	Sala F 001	Sala D 002
10:00 – 11:00	Conferencia Plenaria No.2 <i>Ing. Armando Suárez Salazar</i> Automotriz Indy	
11:00 – 11:30	Receso	
11:30 – 12:00	Diseño de un Sistema de Reconocimiento Automático de Signos de la Clase Emblemática Mediante Técnicas de Visión Computacional Jorge Iván Rivalcoba Rivas Instituto Tecnológico de Orizaba	Aplicación de Algoritmos Difusos para el Control de Posición de un Móvil en Forma Remota Salvador Ricardo Meneses González Escuela Superior de Ingeniería en Comunicaciones y Electrónica IPN
12:00 – 12:30	Sistema de Inspección de Visión para el Control de la Calidad en la Producción de Paletas de Malvavisco José Jorge Hernández Constante Universidad de Guadalajara	Brazo Mecánico XZ para la Separación de Materiales Férricos Gerardo Villegas Rosas Benemérita Universidad Autónoma de Puebla
12:30 – 13:00	Uso del Formato Bil para la Obtención de Mapas Digitales en MatLab Martín Javier Martínez Silva Universidad de Guadalajara, Centro Universitario del Norte	Control de Posición con Acciones Acotadas para Robots Manipuladores G. Villegas R. Benemérita Universidad Autónoma de Puebla
13:00 – 16:00	Receso	
16:00 – 16:30	Neural-Fuzzy Approach To Optimize Process Parameters For Injection Molding Machine Pablo Ayala Hernández Instituto Tecnológico de Ciudad Juárez	Adquisición de Señales a través del puerto USB Arturo Ocampo Álvarez FES Aragón, UNAM
16:30 – 17:00	A Case Study of Stationary Process on MIND Home Pablo Ayala Hernández Instituto Tecnológico de Ciudad Juárez	Conmutador de Red con Detección de Ataques ARP Basado en una Arquitectura de Procesadores de Red Gustavo Salaiz Gabriel Instituto Tecnológico Autónomo de México
17:00 – 17:30		
17:30 – 18:00		

SEMANA NACIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA



Viernes 6 de Octubre

Horario	Sala F 001	Sala D 002
10:00 – 11:00	Conferencia Plenaria No.3 Tendencias Actuales de la Observación Espacial de Superficies Terrestres <i>Dr. Erick López Ornelas</i> <i>UAM-Cuajimalpa</i>	
11:00 – 11:30	Receso	
11:30 – 12:00	Implementación en Hardware Reconfigurable de Inversores Sobre GF(2 ^m) para Aplicaciones Criptográficas <i>Luis Alberto Aufran Limón</i> Instituto Tecnológico de Orizaba	Análisis del Problema de Control en Función de los Procesos Batch y la Norma ISA s88.02: la Administración de las Recetas de Control <i>José Francisco Briones de la Torre</i> Universidad Politécnica de Aguascalientes
12:00 – 12:30	Procesamiento Automático de Imágenes Satelitales Utilizando una Segmentación Morfológica de Grafos: Un estudio de Parámetros <i>Erick de Jesús López Ornelas</i> UAM-Cuajimalpa	Sistema para la Operación Remota de un Proceso de Conteo de Tapas e Identificado de Tarimas en la Planta Abre Fácil de “Conservas La Costeña S. A. de C. V.” UAM-Azcapotzalco
12:30 – 13:00	Receso	
13:00 – 14:00	Conferencia Plenaria No.4 Cómo Arrancar un Negocio de Base Tecnológica: Tendencias y Oportunidades <i>Ing. Mauricio Santillán Razo</i> <i>Grupo Visionaria S.A. de C.V.</i>	
14:00 – 16:00	<i>Clausura</i>	
16:00 – 16:30		
16:30 – 17:00		
17:00 – 17:30		
17:30 – 18:00		

Identificación del modelo paramétrico de un servomecanismo desarrollado sobre la base de un motor de CD, mediante una base ortonormal generalizada

Chávez Guzmán Carlos Alberto, Rojas Magaña Alejandro, Rodríguez Rogero José

**Coordinador de la Carrera de Ingeniero en Mecatrónica.
Universidad Autónoma de Baja California.**

**Calz. Universidad No. 1, Frac. San Fernando, Tecate Baja California, México, C.P. 21480
Tel. 01 665 654 33 40
cchavez@uabc.mx**

RESUMEN

Este trabajo presenta la metodología a seguir para lograr la identificación en el dominio de la frecuencia de sistemas lineales e invariantes en el tiempo, usando una base ortonormal generalizada. La técnica de identificación mencionada fue aplicada a un servomecanismo desarrollado sobre la base de un motor de CD. El modelo paramétrico obtenido es discreto y su complejidad varía según la exactitud que se requiera. El modelo matemático puede ser utilizado con fines de control.

El algoritmo inicia con la observación de los datos muestreados a la entrada y la salida de la planta, estas señales forman la función de transferencia empírica estimada. A continuación se construyen funciones ortonormales en el espacio de Hilbert \mathcal{RH}_2 para formar la base ortonormal generalizada, partiendo de funciones de transferencia pasado en donde se incorpora el conocimiento a priori de las dinámicas de la planta a modelar, el cual puede ser obtenido por diversas técnicas, una de ellas es excitar la planta con una entrada escalón, para obtener una aproximación de la ubicación del o los polos dominantes. Tanto las funciones racionales que forman la base ortonormal como la función de transferencia empírica estimada se transforman al dominio de la frecuencia, y utilizando la estructura del error a la salida se resuelve el criterio de mínimos cuadrados, obteniendo como resultado los parámetros estimados.

Los resultados obtenidos al utilizar esta técnica de identificación son excelentes, al analizar su respuesta en magnitud y su fase, además al resolver el problema de mínimos cuadrados donde la matriz de regresión está compuesta por una base ortonormal, nos da como resultado que el estimado presenta un mejor número de condición.

Aplicación de algoritmos difusos para el control de posición de un móvil en forma remota

**S. Ricardo Meneses G.*, Fernando L. Sánchez, Laura L. Montes,
Alejandro Juárez**

Departamento de Ingeniería en Comunicaciones y Electrónica de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica del Instituto Politécnico Nacional Unidad Zacatenco U.P.A.L.M. * Edif. 4, Cubículo 4140, 1er. Piso, Col. Lindavista, C. P. 07738, México, D. F. rmeneseg@ipn.mx, fernandolauro@yahoo.com.mx, lauralmontes@yahoo.com.mx

RESUMEN

El objetivo de este trabajo es el diseño e implementación del monitoreo y control de un móvil, al cual se le controla la velocidad e inversión de giro de sus motores mediante lógica difusa. Se transmiten los datos de la trayectoria que el móvil va describiendo a una estación base, que en este caso, es una computadora personal. Esta transmisión de datos está basada en una comunicación serial, mediante transceptores de radiofrecuencia y desplegada en una pantalla bajo el concepto de instrumentación virtual

Sistema de inspección de visión para el control de la calidad en la producción de paletas de malvavisco

**Jorge Hernández-Constante¹, Sergio Casillas de la Torre¹, Jorge L. Flores¹,
G. García-Torales¹, Rubén Ruelas Lepe²**

1 Depto. de Electrónica.

2 Depto. de Ing. De Proyectos.

**Universidad de Guadalajara, Av. Revolución 1500, Módulo .O., S.R. C.P. 44430,
Guadalajara, Jal., 01(33)36198471**

jhernand2k@hotmail.com , jlflores@ccip.udg.mx, rruelas@newton.dip.udg.mx.

RESUMEN

Este trabajo presenta un sistema de reconocimiento de imágenes con el fin de inspeccionar los estándares de calidad de paletas de chocolate durante su producción. En un alto porcentaje, el palillo de las paletas no está colocado en la posición correcta y esto es nuestro problema de calidad predecible. El sistema de reconocimiento compara una imagen de referencia con la imagen de paleta de chocolate bajo prueba, con el fin de determinar si esta paleta tiene el palillo en la posición correcta. Como resultado de este trabajo, obtenemos los parámetros que pueden ayudar a determinar que paletas encuentran los estándares de calidad aceptable.

Palabras clave: Correlación Cruzada, Calidad Aceptable, Clasificación de Objetos.

Brazo mecánico XZ para la separación de materiales férricos

G. Villegas R., J. Cid M., G. Sánchez M., J. Barahona A., Luis M. de la Rosa H.

**Facultad de Ciencias de la Electrónica Grupo de Mecatrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla
Apartado Postal 542, Puebla72001, México
Control y Automatización
gvi@ece.buap.mx; godo@ece.buap.mx**

RESUMEN

Este artículo aborda el diseño desarrollo y construcción de un brazo XZ para el separado de materiales férricos, tendrá dos formas de manejo: automáticamente (a través de una computadora) y manualmente (con un Joystick), dependiendo de la elección del usuario. Para la separación de los metales, se emplean tres tipos de procesos: mecánicos, químicos o eléctricos, en nuestro trabajo elegimos el eléctrico, que se basa en las propiedades magnéticas de los materiales. Para separar el material metálico el brazo tiene que barrer una banda transportadora por donde circula el material y de está forma separar el material que nos interesa. La automatización de este brazo nos dará una visión más amplia de lo que puede ayudar esto a una empresa ya que se va a dar en la misma un proceso de mecanización de las actividades industriales para, simplificar el trabajo tener una recolección más rápida y eficiente.

Palabras clave: Metalurgia, Automatización, Campo Magnético, Electroimán y Motores de cd.

Uso del formato Bil para la obtención de mapas digitales en MatLab

López Márquez Nely P., Lemus Cárdenas Leticia, Martínez Silva M. J.
Depto. de Productividad y Desarrollo Tecnológico, División de Ciencia y Tecnología
Universidad de Guadalajara-Centro Universitario del Norte
Carretera Federal No. 23 Km. 191, Colotlán Jalisco. C.P. 46200
martinm@cunorte.udg.mx

RESUMEN

En este artículo, se propone una metodología que permite el manejo de información cartográfica que emplea el formato .bil en archivos de datos para procesamiento en MatLab. Se describe el formato .bil para su interpretación en el sistema UTM para ubicación geográfica. También se describe el programa desarrollado en MatLab para la interpretación del formato .bil en datos binarios y graficación en esta herramienta.

Palabras clave: Bil, Mapas, Cartografía, MatLab, Comunicaciones.

Control de posición con acciones acotadas para robots manipuladores

G. Villegas R., J. Cid., J. Barahona A., G. Sánchez M., D. Rojas B.

Facultad de Ciencias de la Electrónica Grupo de Mecatrónica

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla

Apartado Postal 542, Puebla72001, México

Control y Automatización

gvi@ece.buap.mx; godo@ece.buap.mx

RESUMEN

Este artículo aborda el problema de control de posición de robots manipuladores. Proponemos una familia de controladores con acciones acotadas para resolver el problema de regulación. La prueba de estabilidad asintótica del punto de equilibrio de la ecuación en lazo cerrado compuesta por la dinámica Euler-Lagrange del robot manipulador y el regulador es presentada usando el método directo de Lyapunov y el principio de invarianza de Lasalle. La estructura de estos controladores está compuesta de una parte proporcional saturada, un factor de amortiguamiento saturado y compensación de gravedad. Además de los resultados teóricos, también se presentan la evaluación experimental de tres reguladores que pertenecen a la familia propuesta. La evaluación experimental es realizada sobre un robot manipulador de tres grados de libertad de transmisión directa. El regulador con mejor desempeño es utilizado para llevar a cabo la aplicación industrial “Traslado de objetos”.

Palabras clave: Control de Posición, Estabilidad, Euler-Lagrange, Función de Lyapunov, Principio de Invarianza de Lassalle.

Neural-Fuzzy approach to optimize process parameters for injection molding machine

Pablo Ayala Hernandez¹ Manuel Acosta²

**Department of Electrical and Computer Engineering, New Mexico State University
P.O. Box 3000, Las Cruces, NM
payalahe@nmsu.edu, macosta@itcj.edu.mx**

ABSTRACT

Injection molding technology should assure a high level of quality control of the molded parts in an automated way. Inherent complexities of the process make mathematical modeling difficult, hindering the control quality demands of conventional methods. Neural Network adaptive data based technology has been successfully applied in industrial applications since these rely on highly nonlinear modeling systems and are able to provide enough rich data for high control models the required process relationships. The focus of this paper is a Neural-Fuzzy approach for optimizing injection molding parameters settings. The approach consists of design of experiments (DOE) and Neural-Fuzzy systems. **Keywords: Injection Molding, ANFIS, DOE, Quality Control, Neural Network.**

Adquisición de señales a través del puerto USB

Ocampo Álvarez Arturo,¹ Hernández Uribe Verónica²

¹Área de Electrónica, División de Ciencias Físico-Matemáticas y de las Ingenierías, IME
Facultad de Estudios Profesionales Aragón, UNAM
Av. Rancho Seco s/n, Col. Bosques de Aragón, Ciudad Nezahualcoyotl, Edo. de Méx.,
C.P. 57170, México. Tel. 56231077.
aoa@servidor.unam.mx

²Especialidad en computación, CECyTEM Ecatepec II
Calle Moctezuma Esq. Felipe Ángeles, Col. Parques y haciendas de Aragón, Ecatepec,
Edo. de Méx. C.P. 55020, México. Tel. 01(55)57104872.
veronikhu@yahoo.com.mx

RESUMEN

En este artículo, se describe una forma sencilla de cómo realizar la adquisición de señales a través del microcontrolador PIC16F877 y el circuito FT232BM que permite la conversión de USB a RS232, lo que aumenta la velocidad de transmisión hasta 1 M Baudio. Consideramos que la principal aportación de este trabajo es describir el diagrama a bloque (.vi) elaborado en Labview 7.1 para lograr una interfaz gráfica que controle la adquisición de la señal proveniente del convertidor A/D de 10 bits del microcontrolador.

Palabras clave: Microcontrolador PIC, Procesamiento Digital de Señales, Instrumentación Virtual.

A case study of stationary stochastic process on MIND home

Pablo Ayala Hernandez, John Mullen

Department of Electrical and Computer Engineering, New Mexico State University

P.O. Box 3000, Las Cruces, NM

payalahe@nmsu.edu, jomullen@nmsu.edu

ABSTRACT

The goal of the Multitasking Intelligent Decision-making HOME (MIND Home) design is to create a home that acts as an intelligent agent. The agent seeks to maximize inhabitant comfort and minimize operation cost. In order to achieve these goals, the agent must be able to predict the mobility patterns and device usages of the inhabitants. In this paper, we introduce the MIND Home design and its underlying architecture. The case-study of prediction algorithms within the architecture is discussed, and level prediction algorithm that is central to MIND home operations with stationary stochastic process theory as well. **Keywords: Mobility model, MIND home, Stochastic Process, Movement History.**

Conmutador de red con detección de ataques ARP basado en una arquitectura de procesadores de red

Salaiz Gabriel Gustavo, Incera Diéguez José Alberto
División Académica de Ingeniería
Instituto Tecnológico Autónomo de México
Río Hondo No. 1, Col. Progreso Tizapán, México, D.F. 01000, México
Tel. 56284000, correo electrónico: gsalaiz@gmail.com, jincera@itam.mx

RESUMEN

Los procesadores de red constituyen un área de rápido crecimiento y evolución en el diseño y fabricación de nodos de conmutación para redes de comunicaciones. En este artículo se examina la arquitectura y la forma de programación del procesador Intel IXP1200. Para evaluar una de sus características –la programación flexible de aplicaciones basada en módulos– se diseñó e implementó un conmutador de red que incluye funcionalidad para detectar y prevenir ataques que alteran las tablas ARP de los equipos terminales.

Se encontró que la arquitectura de procesadores de red resulta una excelente alternativa para la construcción de servicios sofisticados de red. Puede llegar a ofrecer el mismo desempeño que los dispositivos implementados con hardware de propósito específico (ASICs) y permite una gran flexibilidad en la definición de funcionalidades debido a su capacidad de programación.

Palabras clave: Procesadores de red, aplicaciones de redes, seguridad en redes, nodos de conmutación.

Implementación en hardware reconfigurable de inversores sobre GF(2^m) para aplicaciones criptográficas

Autrán Limón Luís Alberto¹, García Martínez Mario Alberto²

¹Posgrado en Ingeniería Electrónica Instituto Tecnológico de Orizaba,
Av. Instituto Tecnológico No. 852, Orizaba, Ver. 72 4 40 96

²Departamento de Ingeniería Eléctrica Sección Computación CINVESTAV Doctorado en
Ciencias Instituto Tecnológico de Orizaba, Av. Instituto Tecnológico No. 852, Orizaba,
Ver. 72 4 40 96 Departamento de Posgrado e Investigación
autran100@hotmail.com, marioag@prodigy.net.mx

RESUMEN

Este artículo presenta la implementación en un FPGA de uno de los operandos más complejos en el área de los campos finitos, el inverso multiplicativo así como su interfaz de prueba. El área de aplicación de estos operandos se encuentra en la criptografía de curvas elípticas y el estándar avanzado de encriptación AES(Advanced Encryption Standard).

Palabras clave: Implementación, Aritmética de Campos, Hardware, Inverso Multiplicativo, Algoritmo Extendido de Euclides, Algoritmo MS, VHDL, FPGA, Criptografía.

Integración de un sistema de comunicación inalámbrico utilizando FPGAs

Martínez Torres G. E.¹, Luna Rivera J. M.¹, Balderas Navarro R. E.^{1,2}

¹ Facultad de Ciencias,

Universidad Autónoma de San Luis Potosí,

Av. Dr. Salvador Nava Mtz. s/n, Zona Universitaria, San Luis Potosí, S.L.P., 78290,

México,

Tel. (444)8262321, correo electrónico: mlr@ciencias.uaslp.mx.

² Instituto de Investigación en Comunicación Óptica,

Universidad Autónoma de San Luis Potosí,

Av. Karakorum 1470, Lomas 4a, San Luis Potosí, S.L.P., 78210, México,

Tel. (444)8250183, correo electrónico: rbn@cactus.iico.uaslp.mx.

RESUMEN

La habilidad para planificar, simular y validar el desempeño de un sistema de comunicación, resulta de suma importancia en el proceso de aprendizaje para un ingeniero en el campo de las comunicaciones. En este artículo se discute la implementación de un sistema de comunicación inalámbrico integrado principalmente por el transceptor AC4490-1000 de AeroComm y el FPGA Spartan-III XC2S200E de Xilinx. El objetivo de este sistema es servir como una plataforma versátil y flexible que funcione como una herramienta con la que los estudiantes puedan mejorar sus habilidades en la programación e integración de sistemas de comunicación inalámbricos. Con esto, se busca además definir una metodología precisa y adecuada que facilite el proceso de diseño, simulación, verificación e implementación de un sistema de comunicación utilizando la tecnología FPGA. Finalmente, el software para diseño System Generator, representa una herramienta que ofrece un gran nivel de abstracción dentro de un ambiente gráfico sencillo que permite un aprovechamiento óptimo de las ventajas inherentes a la tecnología FPGA.

Palabras clave: Integración de Sistemas, Comunicación Inalámbrica, FPGA, Spartan-III, System Generator.

Análisis del problema de control en función de los procesos batch y la norma ISA S88.02: la administración de las recetas de control

Briones de la Torre, José Francisco
Departamento de Ingeniería Mecatrónica
Universidad Politécnica de Aguascalientes
Av. Prolongación Mahatma Gandhi km. 2, Col. San Francisco del Arenal,
Aguascalientes, Ags. 20280, México Tel. (449) 4421423
francisco.briones@upa.edu.mx

RESUMEN

En el presente trabajo se muestra la necesidad, en el contexto de la norma S88.02, de diseñar una receta de control coordinador para administrar la explosión de las recetas y los elementos relacionados a éstas (e.g. las etapas del proceso y sus unidades de producción), que contemple aspectos como: (i) revisión del problema típico de control en términos de la complejidad de los procesos Batch, (ii) la necesidad de tener una plataforma para automatización de la receta de control coordinador, i.e., que su incorporación al proceso Batch sea manual o al cumplirse ciertas condiciones de operación; (iii) la optimización de procesos Batch en la administración de la agenda, recetas de control, y diagnóstico de fallas.

Adicionalmente se busca generar conocimiento el área de ingeniería de control a través de realizar aportaciones a esta disciplina con elementos de los procesos Batch y su efecto en la receta de control coordinador como: (i) acciones de control robusto y físicamente realizables; (iii) interacción flexible entre niveles de proceso y recetas; (iv) control adaptable al proceso y a la referencia; (v) resolver el problema de control en el contexto de un proceso Batch; (vi) aislar de manera considerable fuentes de error e incertidumbre en la medición y retroalimentación de información al proceso.

Palabras clave: Procesos Batch, Norma ISA S88.02, Receta de Control.

Procesamiento automático de imágenes satelitales utilizando una segmentación morfológica de grafos: un estudio de parámetros

Erick López Ornelas⁽¹⁾, Guy Flouzat⁽²⁾

⁽¹⁾Universidad Autónoma Metropolitana—Cuajimalpa

⁽²⁾Laboratorio de Percepción Remota de Alta Resolución,
Univ. Paul Sabatier, Francia

elopez@correo.cua.uam.mx, guy.flouzat@cesbio.cnes.fr

RESUMEN

En este artículo, se presenta un método auto-adaptable de segmentación de imágenes satelitales de alta resolución espacial utilizando grafos y operaciones morfológicas, donde una etapa de pre-procesamiento puede ser introducida por una cuantificación fotométrica y un muestro espacial o utilizando la técnica de líneas de separación de aguas. El espacio de representación (regiones) es modelado utilizando un diagrama de Voronoi y su grafo dual (la triangulación de Delaunay). A esta representación en grafos le es aplicada operaciones morfológicas combinadas de aperturas y cierres. Se muestra un estudio de los parámetros importantes utilizados donde la experimentación digital y los resultados de la aplicación fueron obtenidos utilizando imágenes satelitales de alta resolución espacial.

Palabras clave: Procesamiento de Imágenes, Segmentación, Grafos, Morfología Matemática.

Sistema para la operación remota de un proceso de conteo de tapas e identificado de tarimas en la Planta Abre Fácil de “Conservas La Costeña S. A. de C. V.”

**Ortega Pacheco José David¹, Barrales Guadarrama Raymundo¹,
Estudillo Meléndez Giberth², Barrales Guadarrama Víctor Rogelio¹**

¹Grupo de Sensores y Señales, Área de Instrumentación
Departamento de Electrónica, División de CBI; ²CAT de México, S. A. de C. V.
Universidad Autónoma Metropolitana--Azcapotzalco
Av. San Pablo No. 180, Col. Reynosa Tamaulipas, México, D.F. 02200, México
Tel. 53189000 ext. 2034.
rbg@correo.azc.uam.mx

RESUMEN

La necesidad de la industria mexicana productora de bienes de contar con sistemas de acceso a la información desconcentrados y de que estos sistemas ofrezcan posibilidades tanto de gestión como de vigilancia de la producción, obliga a utilizar herramientas de diseño de sistemas que ofrezcan soluciones tanto al gestor de la producción como al ingeniero responsable de la buena marcha de la producción. En este trabajo, se ejemplifica la aplicación de LabVIEW™ en la integración de un sistema de operación remota que permite a un usuario vigilar las condiciones de operación de un sistema de conteo de tapas y monitoreo de tarimas y modificar parámetros de su producción o bien realizar notificaciones y nuevas asignaciones según la gestión lo exija. Se hace notar además que la implementación de dicho sistema fue realizado en vinculación con profesores y alumnos de la UAM-Azcapotzalco.

Palabras clave: LabVIEW™, Instrumentación Virtual, Automatización de Procesos, Balancer Clevertch.

Control directo del par de alto desempeño para motores de inducción utilizando la tarjeta dSPACE-SIMULINK

Gabriel Calzada Lara, Felipe Pazos Flores

**Centro de Investigación y Estudios de Posgrado Facultad de Ingeniería, Universidad
Autónoma de San Luis Potosí Av. Manuel Nava No. 8, Zona Universitaria, C.P. 78290 San
Luis Potosí, S.L.P., México, Tel/Fax: 52-01-444-8173381
gabcalar@hotmail.com, fpazos@uaslp.mx**

RESUMEN

Uno de los objetivos de este trabajo es utilizar una herramienta muy poderosa (tarjeta dSpace-1103) que nos es muy útil para migrar de la simulación realizada en MatLab-Simulink, hacia la implementación real de sistemas de control, en este caso el control de motores de inducción utilizando el DTC (Control Directo del Par). El segundo objetivo consiste en desarrollar una estrategia de control que permita limitar la corriente que se presenta en el arranque del motor, ya que ésta es de 6 a 8 veces la corriente nominal, lo que origina que los dispositivos de potencia (en este caso IGBT's) sean sometidos a grandes esfuerzos.

Palabras clave: Tarjeta dSpace-1103, Motor de Inducción, Control Directo del Par (DTC), Limitación de la Corriente de Arranque de un Motor de Inducción, Observador Adaptable por Modos Deslizantes.

Resonadores acústicos

**Pérez Delgadillo Francisco Javier, Ing. Servín Rivas Ilhuicamina
Trinidad**

**Academia de Acústica, Departamento de ICE, ESIME ZACATENCO
Instituto Politécnico Nacional, U.P. “Lic. Adolfo López Mateos”
Av. Instituto Politécnico Nacional, Col. Lindavista, México D.F., México
Teléfono (55) 5729-6000 Ext. 54616
pdfjavier@yahoo.com.mx, ilhuicaminas@yahoo.com.mx**

RESUMEN

En el diseño del acondicionamiento acústico de un recinto, pueden requerirse materiales que sean muy absorbentes en una determinada región de frecuencias, particularmente bajas frecuencias. Un recurso para solucionar esta situación es el empleo de elementos absorbentes selectivos, que en la mayoría de los casos basan su principio de operación en el resonador de Helmholtz. Estos elementos tienen la peculiaridad de presentar un valor de absorción acústica máximo a la frecuencia de resonancia del resonador, y aunque existe una ecuación acústica para determinar el valor de esta frecuencia, es prácticamente inexistente la forma de predecir teóricamente el valor de la absorción del sistema resonante, aun cuando es necesario conocer esta característica para fines de diseño del recinto. En este trabajo se exponen los principios en los que se basa el funcionamiento de algunos tipos de elementos absorbentes selectivos y sus aplicaciones en el acondicionamiento acústico de recintos.

Palabras clave: Absorbentes Selectivos, Frecuencia de Resonancia, Diseño de Recintos, Resonadores Acústicos.

Medidor digital de corriente alterna desarrollado en FPGA

Avendaño Juárez José L., Chávez García José Á., Rivas Araiza Edgar

Unidad de Investigación y Desarrollo de Proyectos, División de Posgrado, Facultad de Ingeniería. Universidad Autónoma de Querétaro.

Centro Universitario Cerro de las Campanas, C.P. 76010, Querétaro Qro.; México

Tel. (442) 192 12 00 Fax: (442) 2 16 49 17

rkjosel@hotmail.com

RESUMEN

En el presente trabajo se presenta la implementación de un medidor del valor rms de la corriente alterna implementado en un FPGA (Field Programmable Gate Array); mediante VHDL (Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language.). La medición y acondicionamiento de la señal medida se realiza mediante electrónica analógica y la presentación del valor de corriente se hace de manera digital.

Palabras clave: VHDL, Medidor de Corriente, Sensor, FPGA.

Novel automatic tasks on reasoning and decision- making on Biodynamic System using Fuzzy-Neural Control

Pablo Ayala Hernández¹, Manuel Acosta²

**Department of Electrical and Computer Engineering, New Mexico State University
P.O. Box 3000, Las Cruces, NM
payalahe@nmsu.edu, macosta@itcj.edu.mx**

ABSTRACT

Evaluation of sensory data in biomedical applications is the key to design an automatic reasoning and decision-making biosystems on diagnosis diseases, device control, and biosignal processing algorithms. In this paper, I develop a novel model based on reasoning and decision making biosystem using a bio-observed control scheme. Decision-making assessment may be critical in both real-time for instance on the execution of a device, control algorithms etc. Soft computing technologies seem to be must desirable tools of choice as they provide a scheme to model complex biosystems for which a clear mathematical model does not exist. Such biosystems therefore have the propensity to provide an interfase between humans and machines in the overall decision-making bio-systems. **Keywords:** Biomedical applications, soft computing, decision-making bio-systems, fuzzy neural biosystems.

Diseño y construcción de un interferómetro homodino de baja resolución

Blanca Elizabeth Miranda Maya, Héctor Alfonso Castillo Matadamas
Centro Nacional de Metrología
Km 4.5 Carretera a Los Cués, El Marqués, CP. 76241, México, Qro.
Tel: 01 (442) 2110500 al 04 ext. 3762 y 3281
bmiranda@cenam.mx, hcastill@cenam.mx

RESUMEN

Se ha desarrollado el prototipo de un interferómetro homodino con resolución $\lambda/8$ (≈ 80 nm) y capacidad de interpolación electrónica para aumentar su resolución. El instrumento se diseñó para una capacidad de medición de hasta 10 metros, y puede hacer uso de elementos ópticos comerciales para el arreglo Interferométrico externo. Adicionalmente, puede realizar la lectura del desplazamiento de escalas lineales o angulares que cuenten con señales de salida en cuadratura.

El prototipo desarrollado puede ser utilizado como material didáctico para laboratorios de óptica y/o en laboratorios de mediciones dimensionales, incluso podría ser utilizado como patrón de medición una vez que este haya sido caracterizado. Se muestran y analizan los resultados de calibración contra patrones nacionales, además se desarrolló un modelo para el análisis de incertidumbre y se reporta el valor de la incertidumbre del prototipo para una medición de 1 m.

El óxido de silicio rico en silicio (sro), como material base en la micro-integración opto-electrónica

A. Gallegos-Cruz, A. Luna-López¹ y M. Aceves-Mijares¹
UPIICSA del IPN, Té No. 950 Iztacalco 08400 México D. F. México
1INAOE, Apdo. 51 Puebla, Pue. 72000, México

RESUMEN

Actualmente la caracterización óptica y aplicación de materiales basados en silicio se encuentran en pleno desarrollo. La enorme diversidad de propiedades electrostáticas, conductivas y ópticas del SRO, han hecho de este material basado en silicio, uno de los prospectos con enormes posibilidades de aplicación la fotónica. A pesar de la gran diversidad de estudios realizados, aún no existe una caracterización completa y persisten muchas interrogantes, que requieren ser contestadas a fin de obtener un óptimo aprovechamiento de este material en la construcción de dispositivos opto-electrónicos. En este trabajo se efectúa la caracterización infra-roja de películas de SRO con diferentes excesos de silicio, sometidas a diversos tiempos de tratamiento térmico a 1100oC en una atmósfera de N₂. La presencia y evolución de los picos de absorción con el exceso de silicio y los tratamientos térmicos, reflejan los cambios en la composición de la película.

Palabras clave: Micro-Integración Opto-Electrónica, Materiales, Caracterización

**Diseño de un sistema de reconocimiento automático de signos de la
clase
emblemática mediante técnicas de visión computacional**

J. I. Rivalcoba Rivas¹, R. Posada Gómez², E. A. Cuellar Cortés³
Departamento de Postgrado e Investigación, Instituto Tecnológico de Orizaba
Av. Instituto Tecnológico No.852, Col. Emiliano Zapata C.P. 94320, Orizaba Veracruz
México.

**ivan.rivalcoba@gmail.com¹, ruben.posadagomez@gmail.com²
e.alejandro.cuellar@gmail.com³**

RESUMEN

El presente artículo presenta los avances en la realización de un sistema de reconocimiento automático de signos (SRAS) de la clase emblemática, que son parte de la sintaxis de un lenguaje signado que podrá ser entendido por una computadora, usando como medio de adquisición de las imágenes una webcam. La identificación de los signos manuales se ha llevado a cabo extrayendo rasgos geométricos discriminates para modelar cada uno de los elementos del universo de signos del lenguaje. Los rasgos geométricos seleccionados son los invariantes de Hu, los cuales derivan de los momentos geométricos, y que presentan la característica de ser invariantes ante traslaciones, rotaciones y cambios de escala.

Palabras clave: Visión Computacional, Invariantes de Hu, Signos Manuales, Reconocimiento.

SEMANA NACIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA



Conferencia Plenaria

APLICACIONES DE LA TRANSMISIÓN INALÁMBRICA DE DATOS

GPS, OFICINA MOVIL, BLACKBERRY, NARROWCASTING, CONTROL DE PROCESOS.

Ing. Pablo Galindo Herrera

Miércoles 4 de Octubre 2006 12:00 hrs Sala: F-001

Resumen

La transmisión de datos en forma inalámbrica tiene cada día más y mejores aplicaciones productivas para las empresas y las personas. Platicaremos de forma general, como se está aprovechando la tecnología GSM-GPRS y EDGE en las empresas del mundo y especialmente en México. Se comentarán aplicaciones como las siguientes:

- 1.- Rastreo y Localización vehicular.
- 2.- Qué es la Oficina Móvil.
- 3.- Uso y funcionamiento de las Blackberries.
- 4.- Que es Narrowcasting y ejemplos de publicidad dirigida utilizando medios masivos.
- 5.- Como aprovechar la tecnología para controlar inventarios, procesos y personas.

Ing. Pablo Galindo Herrera

Doctor en Administración y Dirección de Empresas por la Universidad de Cantabria, España 2004-2006. Diplomado del programa de Alta Dirección de Empresas del IPADE 1994-1995. Maestro de Administración de Empresas por el ITAM 1987-1990. Ingeniero Electrónico por la Universidad Autónoma Metropolitana (1982-1986).

Actualmente Pablo Galindo se desempeña como Director General de Bismark Telecomunicaciones S.A. de C.V. desde mayo del 2002 a la fecha. Esta empresa transnacional se dedica a las comunicaciones inalámbricas y principalmente a la transmisión inalámbrica de datos vía Modems y Celulares, desarrollando aplicaciones de localización y seguimiento vehicular vía satélite y GSM/GPRS, Blackberry BIS y servicio PTT (Push to talk) y Push to view entre otras.

Entre 1992 y 2002 fue Director General del Centro Integral de Desarrollo Ejecutivo, S.A. de C.V que es una empresa de capacitación en informática y venta de equipo de cómputo. Siendo esta empresa Microsoft Solution Provider, Lotus Business Parthner así como centro autorizado de entrenamiento oficial de IBM.

Entre 1990 - 1992 trabajó como Gerente de Cuentas Corporativas para Microsoft de México S.A de C.V.

En el ámbito académico, el Ing. Galindo se ha desempeñado como profesor titular de las maestrías de banca y mercados financieros, de alta dirección de empresas y de finanzas de la Universidad Anáhuac. Asimismo, ha sido profesor de las asignaturas de Seminario de Toma de Decisiones Estratégicas y de Estrategia y Política de Empresas en la Universidad Iberoamericana. En el Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey (ITESM) se ha desempeñado como profesor de la carrera de Ingeniería de Sistemas Computacionales, de la Maestría en Administración y del Diplomado en Alta Dirección.

SEMANA NACIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA



Conferencia Plenaria

ESTRUCTURA DE INYECCION ELECTRONICA DE COMBUSTIBLE

Ing. Armando Suárez Salazar

Jueves 5 de Octubre 2006 10:00 hrs Sala: F-001

Ingeniero Mecánico egresado de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica del Instituto Politécnico Nacional. Se ha especializado en la Inyección Electrónica de Combustible estudiando en Brownsville Texas, Artesia Nuevo México y Torrence California, USA. Cuenta con la Certificación del National Institute for Automotive Service Excellence, Engine Performance A8 Advanced Engine Performance L1. El Ing. Suárez ha trabajado durante 14 años en el área Automotriz, capacitando y asesorando a mecánicos en el área de Inyección Electrónica. Asimismo, cuenta con una amplia experiencia en la Industrial Metal Mecánica, trabajando en empresas tales como Instituto Mexicano de Petróleo, Grupo Lanzagorta, Cameron Iron Works y Babcock & Wilcox.

SEMANA NACIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA



Conferencia Plenaria

TENDENCIAS ACTUALES DE LA OBSERVACIÓN ESPACIAL DE SUPERFICIES TERRESTRES

Dr. Erick López Ornelas

Viernes 6 de Octubre 2006 10:00 hrs Sala: F-001

Resumen:

Las imágenes satélites han sido utilizadas para obtener una amplia variedad de información a cerca de las superficies terrestres, desde aplicaciones militares y el seguimiento global de patrones meteorológicos hasta la identificación de movimientos tectónicos o el análisis de vegetación, entre muchas otras aplicaciones. La disminución de sus costos y el fácil acceso para todo público ha facilitado el uso y manipulación de este tipo de imágenes. La tecnología satelital ha permitido una manipulación de una gran cantidad de tipos información (espacial, espectral, temporal) que no ha dejado de evolucionar lo que permitirá en un futuro una muy amplia gama de aplicaciones y un mejor entendimiento de nuestra superficie terrestre.

Dr. Erick López Ornelas

Doctor en Informática por la Université Paul Sabatier, Francia 2001-2005; Maestro en Informática por la Université de Bourgogne, Francia 1999-2001; Trabajó como investigador en el laboratorio de percepción remota de alta resolución en Toulouse Francia en las áreas de procesamiento de imágenes satelitales de alta resolución, sistemas de información geográficos. Perteneció al grupo de investigación en el Laboratorio de Ingeniería en Sistemas de Información (LISI) en Lyon, Francia 2000-2001 trabajando en el área de indexación espacio temporal en tiempo real de bases de datos. De igual manera fue investigador activo del Centro de Investigación en Tecnologías de Información y Automatización (CENTIA-UDLAP) en 1998-1999, su investigación fue sobre métodos de representación espaciales. Actualmente es profesor-investigador en el Departamento de Tecnologías de la Información de la División de Ciencias de la Comunicación y Diseño, Unidad Cuajimalpa de la Universidad Autónoma Metropolitana.

SEMANA NACIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA



Conferencia Plenaria

CÓMO ARRANCAR UN NEGOCIO DE BASE TECNOLÓGICA TENDENCIAS Y OPORTUNIDADES

Mauricio Santillán/Fernando Palafox

Viernes 6 de Octubre 2006 13:00 hrs Sala: F-001

Mauricio Santillán

Mauricio Santillán Razo originario de México, es licenciado en Ingeniería Electrónica, con especialización en Sistemas Digitales y Computación, por la Universidad Autónoma Metropolitana de México y Diplomado en Finanzas Corporativas por el ITAM.

Mauricio inició su carrera al unirse a Microsoft en abril de 1987 como ingeniero de software. Durante su trayectoria en esta empresa ocupó los cargos de Gerente de Tecnología y Sistemas en Microsoft México; Gerente Corporativo de Cuentas en Microsoft México; Gerente General de Microsoft Ecuador y Gerente General de Microsoft Colombia, así como Vicepresidente Intercontinental de Latinoamérica, Canadá, Australia y Nueva Zelanda.

Finalizó su carrera en Microsoft como Vicepresidente para América Latina

Entre los logros de Santillán destacan: la creación de una sociedad conjunta entre Microsoft y Telmex en México para el desarrollo de T1MSN, el Portal de Internet más grande de la región; Microsoft bCentral Latinoamérica, un servicio que permite a las compañías pequeñas aprovechar la tecnología de cómputo e Internet.

Actualmente, Mauricio Santillán es Director General de “Grupo Visionaria S.A. de C.V.” empresas que se consolidan como un holding de servicios especializados en el área de Tecnología de Información. Su principal objetivo es incorporar y apoyar el crecimiento integral de empresas del sector dentro del ecosistema de las grandes corporaciones, además dirige un Fondo de Inversión especializado en el desarrollo de compañías de alta tecnología en la Región Latinoamericana denominado “Visionaria Venture Capital”.

Novel automatic tasks on reasoning and decision- making on Biodynamic System using Fuzzy-Neural Control

Pablo Ayala Hernández¹

Manuel Acosta²

Department of Electrical and Computer Engineering, New Mexico State University

P.O. Box 3000, Las Cruces, NM

payalahe@nmsu.edu, macosta@itcj.edu.mx

Abstract

Evaluation of sensory data in biomedical applications is the key to design an automatic reasoning and decision-making biosystems on diagnosis diseases, device control, and biosignal processing algorithms. In this paper, I develop a novel model based on reasoning and decision making biosystem using a bio-observed control scheme. Decision-making assessment may be critical in both real-time for instance on the execution of a device, control algorithms etc. Soft computing technologies seem to be must desirable tools of choice as they provide a scheme to model complex biosystems for which a clear mathematical model does not exist. Such biosystems therefore have the propensity to provide an interfase between humans and machines in the overall decision-making biosystems.

Keywords: Biomedical applications, soft computing, decision-making bio-systems, fuzzy neural biosystems.

I. Introduction

A Biosystems-level technology has enable tracking, learning, and predicting the behavior of the class of biosystems that have unknown and certain biodynamical process.

Leaning the behavior of the unknown biodynamic permits the understanding of potential problems or treats from with appropriate tasks can be identified to address those threats. Bioprioritization of anticipated tasks and formulation of appropriate control actions that can modify the biosystems behavior is therefore central to the control of uncertain biodynamical systems. Conventional approaches to the identification of uncertain biodynamical systems may not be possible because of the complex internal decision-making processes and polices that make up the biodynamical system; I am referring to complex biodynamical decision-making systems that can be characterized by fuzzy control rules.

The decision rules are constrained by not only the internal biostructure but also by certain inputs (unknown to the external biosystems) that are modified by evolutionary changes within the unknown biodynamical systems.

Tasks bioprioritization are a necessary first step in achieving the overall objectives in any problem solving environmental. If there are several tasks must be performed, but the order in which these tasks must be performed is dictated by the biopriority placed on the tasks. The significance to a task can be extremely subjective in that.

It represents a belief that failure to perform the task at the appropriate time could have an impact on the biosystems that one is trying to control, stabilize or neutralize. Bioprioritization therefore is based upon the trade-off between risk of not performing a task and the final impact that task has on the final outcome of the biosystem.

It is intuitive to think that observing the behavior of biosystems naturally provides the various internal states that make-up the biosystem behavior. This is a fundamental characteristic of all biological systems wherein observations provide the means to self-control or autonomy. I characterized all biological systems as observation-based biosystems that have the ability to observe, predict outcomes to some degree based upon postulated inputs, and prioritize the necessary tasks required to achieve a desired objective.

The biological process is indeed tractable enough to formulate a parallel model-based structure. Figures 1a and 1b conceptually illustrate this concept. Figure 1a illustrates a case where the inputs to the unknown system are known. Observing the input-output behavior allows us to develop a model wherein the difference between the actual system response and the model response can be minimized by adjusting the model parameters. In Figure 1b, however, the situation is a bit different in that even if there are inputs to the unknown system, these inputs are not known to an observer. Figure 1a therefore depicts a model of the form: $\Phi = F(\underline{x}, \underline{u}, t)$ and Figure 1b depicts a model of the form: $\Phi = F(\underline{x}, t)$, where \underline{x} , \underline{u} , t and are the state vector, the input vector, and time, respectively. The question is how one identifies such systems. In both Figures 1a and 1b, the model is a neural network. The error between the actual response and the learned model response yields the necessary criteria for developing error correcting rules. A set of fuzzy rules can modify the rates of change in the observer states so the error can be minimized.

A feed-forward multilayer perceptron would suffice to identify the behavior of the unknown bio-system, while other neural network architectures could do equally well or even better, for example the radial-basis function neural network, any comparisons of neural networks and their relative performance is not the subject matter of this paper.

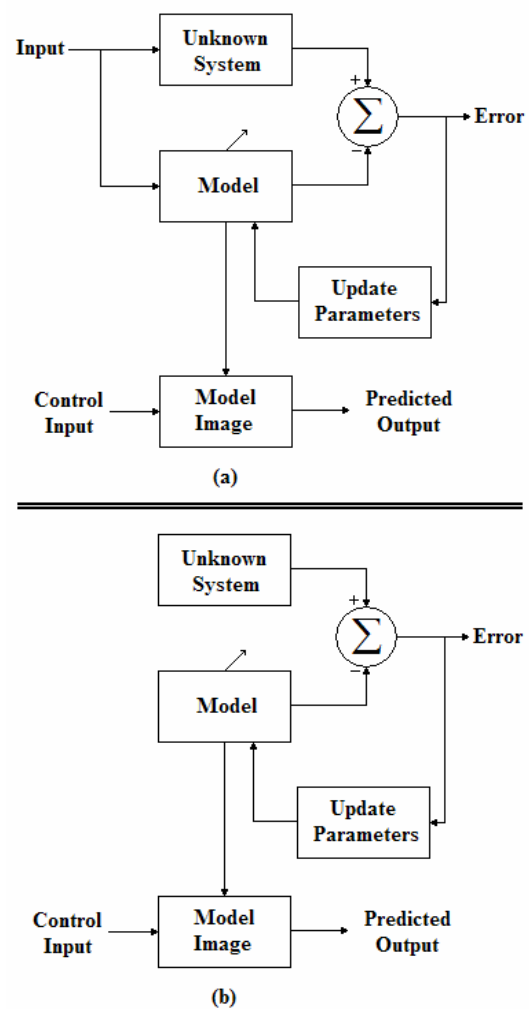


Figure. 1. Short biological control process scheme

The image of the trained observer-based model allows predictions to be made for any desired control input. By synthesizing a control input to the observer-based model we obtain a predicted response. Comparing predicted outcomes with the expected outcomes for several synthesized inputs yield a means to bioprioritize tasks. In both structures of Figure 1 the error between observed system behavior and the model behavior can be minimized using rules of the form:

*If Error is large positive and $d/d_T(\text{Error})$ is small positive,
Then $d/dt(x)$ is large positive.*

In this Mamdani type rule, we are modifying the state of the system such that the error between observed system behavior and the model behavior is driven to zero. The consequent may be equally well represented by the Sugeno type as:

*If Error is large and $d/dt(\text{Error})$ is small positive.
Then $d/dt(x) = K_1$ or If (Error) is large positive and $d/dt(\text{Error})$ is small positive.
Then $d/dt(x) = a_1(\text{Error}) + b_1 d/dt(\text{Error})$*

In either the Mamdani or the Sugeno rule type, the consequents share meaning between “*large positive*” and coefficients defining a delta-correction to the rate of change in state. Rules of this form can be tuned adaptively if represented in a neural architecture. A fuzzy-neural system inherently possesses the properties for state estimation and prediction as rules help predict the next state, and the next state is learned by the neural network-like structure. It is natural to conclude therefore that a fuzzy-neural model of the observed system is by its virtue an evolving model in time.

The model is evolving with the observed unknown biosystem, this enables tracking the next state behavior of the unknown biosystem, learning rules of the form discussed above help keep the observer model updated with observations made of the unknown biosystem, from the previous discussion, a framework for intelligent task prioritization must therefore comprise an observer-based neural network model of the biodynamical system.

Fuzzy learning rules that help keep the observer model updated to enable tracking the biodynamical system, a prediction model with evolutionary capability to identify possible future states, and fuzzy rules that prioritize tasks based upon the degree of fitness to postulated final states.

The fitness function is a postulated state-space mapping that provides a multidimensional surface as the desired final state behavior, since task priority is based upon the fitness of desired objectives to anticipated objectives; the relative degrees of fitness among tasks yield a task prioritization for the particular problem on hand.

In principle therefore, machine intelligence must be bio-inspired and should exhibit a level of biointelligence to perform effectively in decision-making environments.

This is possible through a systematic integration of fuzzy logic, neural networks, and evolutionary computation. In the following sections, the task bioprioritization model is a multi-task processing biosystem that is conceptually illustrated in Figure 2.

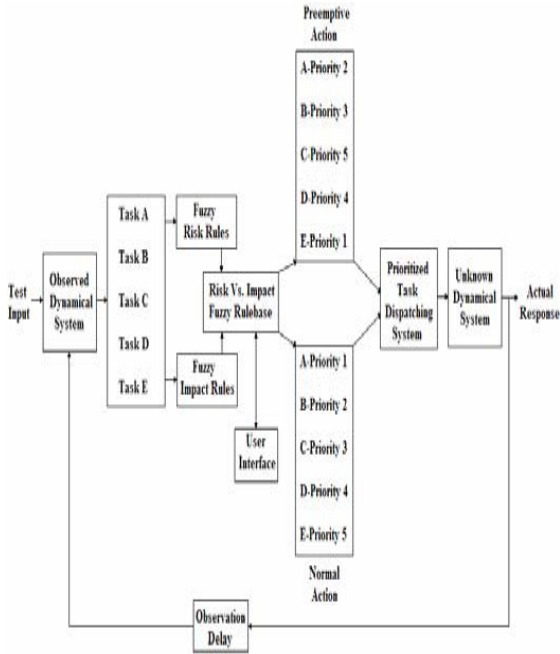


Fig. 2. Task bioprioritization scheme.

The basic idea illustrated in Figure 2 is that a test input into the trained observer model gives rise to a set of state outputs. If each state output represents a task that has to be carried out, then the risk versus impact yields a priority for each task. The bioprioritized set of tasks then are applied to the system through a task dispatching biosystem.

II. Framework Development.

In any complex biodynamical system, there are multitudes of information producing sources that make-up all, or most of the observed states of a biosystem. These come from various types of sensors in which each sensor captures the state behavior of a system that is within its sensing bandwidth. It is but natural to think that if each set of observed states were augmented in an n -dimensional vector then such a vector could in principle represent the biodynamic of the biosystem at that particular time.

$$\text{Let } X(t) = (x_1^T | x_2^T | \dots | x_{n-1}^T | x_n^T)^T$$

Represent a vector of augmented state sub-vectors of observed biosystem states. The set of vector $\{X_i(t_i)\}$,

$$t_i \leq t, i = 1, \dots, K$$

In figure 3, illustrates the framework for an intelligent task bioprioritization biosystem.

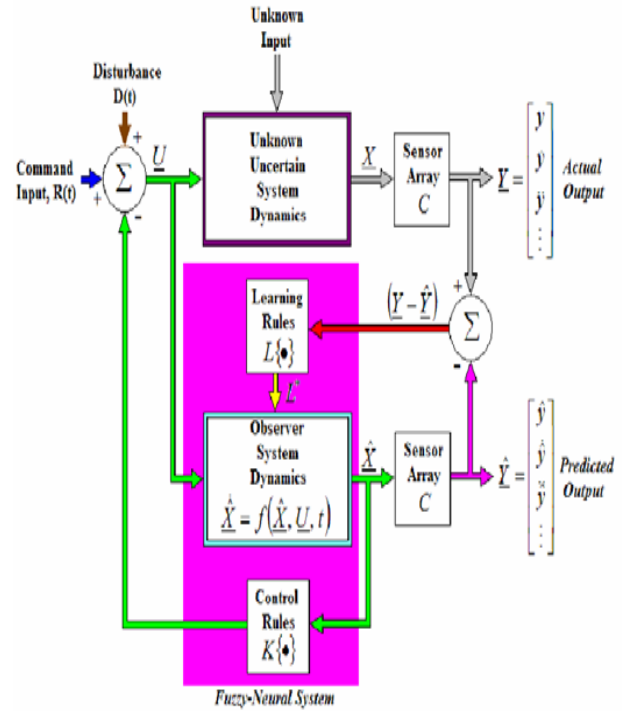


Figure. 3. Observer-based intelligent task bioprioritization biosystem.

The biosystem comprises a model-based observer for tracking and learning, and a predictor system that provides a basis to make predictions. The observer is a fuzzy-neural system that attempts to learn the internal states of the unknown system biodynamic. This is done through a set of learning rules that minimize the error between the actual observed outputs of the

unknown biosystem and the output of the model-based observer. A set of learning rules create the necessary change in biosystem states such that the output of the observer matches with that of the actual observations. The predictor biosystem is essentially the learned observer which serves as a simulation platform for future state prediction; the learned model-based observer provides necessary initialization to the predictor which enables evaluation of future biosystem states to prescribed (postulated) command and control inputs.

Task bioprioritization is possible following a series of simulations that provide credible (acceptable) outcomes to a wide range of control inputs that may all be aimed at mitigating anticipated behavior of the uncertain biodynamical system. Appropriate control strategies can then be formulated to act upon the uncertain biodynamical system.

III Data rules:

The need for data comes about as a result of sensing within various where each band yields some specific type of information. Referring to Figure 3.

The unknown biodynamical biosystem is observed through a sensor array C that provides a set of observations. The observations are some combination of the internal states that is obtained through data.

$$\text{Let } Y = [Y_{1(T)} \dots Y_{m(T)}]^T,$$

Represent an m -dimensional vector of observations. Also let $X = [X_{1(T)} \dots X_{m(T)}]^T$, represent an n -dimensional vector of internal states of the unknown biosystem. I can postulate the observed quantities as a combination of internal states in the following form:

$$\begin{pmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ y_m(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} & \dots & C_{1n} \\ C_{21} & C_{22} & \dots & C_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{m1} & C_{m2} & \dots & C_{mn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_n \end{pmatrix} \quad (1)$$

In equation (1) the matrix of coefficients presents several possibilities for observer-based modeling approaches. For linear time-invariant systems, this is a matrix of constant coefficients, for time-varying systems the coefficients may be time-varying. But for a class of uncertain biodynamical biosystems with built-in decision policies, the coefficient matrix is a matrix of “linguistic terms” that characterize the nature of the internal states. In other words, the observation is rule based in which the qualitative aspects of the internal states are fused to obtain a qualitative description of the observed quantities.

Consider for illustrative purposes the set of fusion rules that define the output y in terms of the internal states. Here I assume the internal states are identified (predicted) as in the case of the model-based observer and predictor.

Some Mamdani type rules observed on biosystem example:

- 1: if x_1 is small and x_2 is small, Then y is small
- 2: if x_1 is small and x_2 is large, Then y is medium
- 3: if x_1 is large and x_2 is small, Then y is medium
- 4: if x_1 is large and x_2 is large, Then y is large.

$\cdot \quad x_1 \dots\dots\dots x_2 \dots\dots\dots \text{Then } y \dots\dots\dots$
 $\cdot \quad x_1 \dots\dots\dots x_2 \dots\dots\dots \text{Then } y \dots\dots\dots$
 $\cdot \quad x_1 \dots\dots\dots x_2 \dots\dots\dots \text{Then } y \dots\dots\dots$
 $\cdot \quad x_1 \dots\dots\dots x_2 \dots\dots\dots \text{Then } y \dots\dots\dots$

In figure 4 shows the result of Mamdani rules.

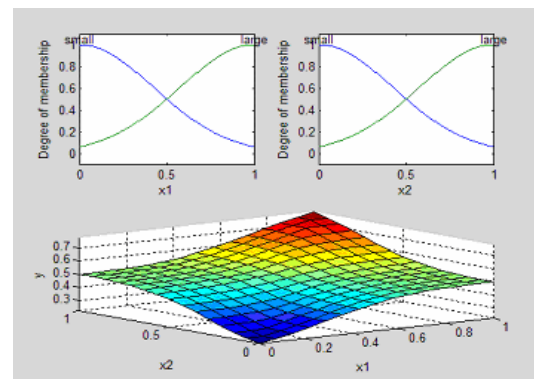


Figure. 4. Observed surface using Mamdani type rules.

IV Conclusion

A systems-level approach to task prioritization not only appears feasible, it is also very effective in displaying the dynamics of motion within biosystems. Since all biological systems exhibit observation-based learning, the framework illustrated and discussed in this paper attempts to emulate that behavior using fuzzy logic and neural networks. Although an evolutionary computation scheme is not tested or reported in this work, it appears from the final results that the prediction model does provide a clear source for evolution and that such computations are indeed feasible.

References

- [1] J.-S. R. Janj, C.-T. Sun, and E. Mizutani, *Neuro-Fuzzy and Soft Computing: A computational Approach to Learning and Machine Intelligence*. Prentice Hall, New Jersey 1997.
- [2] S. Haykin, *Neural Networks: A Comprehensive Foundation*, Prentice Hall, Second Edition, New Jersey, 1999.
- [3] S. Gutman, "Uncertain dynamical systems—A Lyapunov min-max approach," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-24, pp. 437–443, June 1979.
- [4] K.J. Hunt, D. Sbarbaro, R. Zbikowski, and P.I. Gawthrop, "Neural Networks for control systems: A survey", *Automatica*, 1992, 28, pp. 1083-1112.
- [5] K.S. Narendra and K. Parthasarathy, "Identification and control of dynamical systems using neural networks", *IEEE Trans.*, 1990, NN-1, pp. 4-27.
- [6] S. Jagannathan and F.L. Lewis, "Identification of nonlinear dynamical systems using multilayered neural networks", *Automatica*, 1996, 32, (12), pp.1707-1712.
- [7] H.T. Nguyen, N.R. Prasad, C.L. Walker, E.A. Walker. *A First Course in Fuzzy and Neural Control*. Chapman & Hall/CRC 2002.
- [8] W. Pedrycz, *Fuzzy Control and Fuzzy Systems*, 2nd edition, Research Studies Press, J. Wiley, Taunton, New York, 1993
- [9] B. Kosko, *Neural Networks and Fuzzy Systems: A Dynamical Systems Approach to Machine Intelligence*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1992.
- [10] Swingler, K., *Applying Neural Networks: A Practical Guide*, Academic press, Harcourt Brace & Company, 1996.

Biography.

Pablo Ayala holds a B.S. degree in Electrical Engineering from the Cd. Juarez Tech, Mexico, in 1992; a M.S degree in Control Systems in 2002. Now He is studying advanced degree in New Mexico State University, His research interests include control systems, robotics, neural network and fuzzy logic. He is working now for Tyco healthcare and He has 16 years of experience in the Industry. Currently he is Professor of Electrical Department at Cd. Juarez Tech. He had taught several classes as Lineal Systems, DSP, Control Theory, and Introduction to Robotics, Signals and Systems, He is IEEE and ASME member.

Manuel Acosta holds a B.S degree in Electrical Engineering from Chihuahua Tech, Mexico, a M.S. degree in Control System He has 24 years of experience in the Industry. Currently he is Professor of Electrical Department at Cd. Juarez.

Neural-Fuzzy approach to optimize process parameters for Injection Molding Machine

Pablo Ayala Hernandez¹

Manuel Acosta²

Department of Electrical and Computer Engineering, New Mexico State University

P.O. Box 3000, Las Cruces, NM

payalaha@nmsu.edu¹, macosta@itcj.edu.mx²

Abstract.

Injection molding technology should assure a high level of quality control of the molded parts in an automated way. Inherent complexities of the process make mathematical modeling difficult, hindering the control quality demands of conventional methods. Neural Network adaptive data based technology has been successfully applied in industrial applications since these rely on highly nonlinear modeling systems and are able to provide enough rich data for high control models the required process relationships. The focus of this paper is a Neural-Fuzzy approach for optimizing injection molding parameters settings. The approach consists of design of experiments (DOE) and Neural-Fuzzy systems.

Keywords: Injection Molding, ANFIS, DOE, Quality Control, Neural Network.

Purpose

The objective of this work is to present the potential of neural network technology in the field of process in molding machine via one project in the field of the plastics industry, quality monitoring and optimization of the injection molding requires nonlinear models, which describe the complex relationships between process parameters and product properties. From historical production data it is useful to describe the process behavior when operating normally as well as to incorporate in the model abnormal behavior due to unexpected processing disturbances and/or uncorrected machine setup parameters.

Introduction

Injection molding has been characterized as one of the most versatile manufacturing processes with rapid production rates in the world of plastics. In the injection molding process, the polymer (raw material) is continually melted in a heated, traveling screw extruder. Once sufficient polymer has been melted, it is injected into a closed mold where it cools and solidifies under an applied packing pressure. Once the part is solidified, the mold is opened, the part ejected, the mold closed, and the cycle begins again for another molding part. Some of the main issues involved in injection molding process are reduction of cycle time. Lower production cost, and quality improvement of molded parts.

Injection molding has been a challenging process for many manufacturers and researchers to produce products meeting requirements at the lowest cost. Its complexity and the enormous amount of process parameter manipulation during real time production create a very intense effort to maintain the process under control.

During injection molding cycle process, there are several elements playing important roles to produce final product meeting specifications, some of these elements are related to plastic variations due to viscosity, supplier, percent of regrind, and additives. Some others are related to environmental disturbances such as humidity and room temperature. Mold and machine conditions such as wear of equipment; changes in oil or water temperature, and changes in control settings variations also affect quality.

The needs for improving productivity and quality as well as for reducing manufacturing costs and cycle times have motivated researchers and manufacturers design to implements new approaches and technologies. The needs for solving quality problems in injection molding have encouraged researchers and manufacturers

to design and implement diverse methods such as design of experiments, operations research, mathematical modeling, and Fuzzy control among others.

Design of experiments has been considered an attempt to manage the combination of the complexity of injection molding process, the manipulation of processing variables, and the lack of information regarding relations between process parameters, plastic variables plastic temperature, flow rate, plastic pressure, and cooling rate, and the resulting quality of molded parts. The final goal of using this methodology is to find the optimal parameter settings to solve quality problems.

Computing technologies are being employed in determining process parameters setting as Expert Systems, Fuzzy Logic Control, Neural Networks, Genetic Algorithms, and Fuzzy-Neural. Computing technologies are based on the human mind, their targets are something more than exact and strict decisions, there is more freedom expressed in terms of tolerance for imprecision and uncertainty. Therefore, these technologies have been a target for many researchers to exploit the tolerance of imprecision and uncertainty that comes from the injection molding process.

Neuro-Fuzzy Systems are a combination of neural networks and fuzzy logic and have been employed to troubleshoot quality predicting automatically output values. A model will be proposed to suggest automatically process parameter values to solve quality defects in injection molding. The model consists of training a neural network in combination with multiple input-multiple output technologies to learn relationships between discrepancies of process parameters and discrepancies of quality defects. The whole idea in the previous study is to suggest a degree of correction of parameter settings as a result of the Neural Network. Fuzzy logic is utilized when deviations in dimensions change eventually providing modified parameter settings.

Adaptive-Network-based Fuzzy Inference Systems (ANFIS) is a method useful for learning information to utilize or to construct a fuzzy inference system, which computes and tunes membership function parameters. In general, ANFIS provides a good understanding and interpretability of membership functions as well as an excellent precision for tuning fuzzy rules and input-output mapping. Adaptive-Network-based Fuzzy Inference Systems (ANFIS) is

limited to output just one process parameter at a time. The number of ANFIS inputs is unlimited.

This paper proposes a Neuro-Fuzzy approach for optimizing injection molding parameter settings. A Design of Experiments is conducted to both determine the significant parameters that have a direct effect on the quality of a molded part and to provide information to collect and prepare sufficient data sets to be used in training ANFIS.

The approach consists of a series of parallel ANFIS structures. Dimensional quality characteristics will be input into the series of ANFIS structures, which will output the magnitude of change of a process parameter involved in solving the dimensional quality problem [5].

Injection molding of thermoplastics is a process where the material is heated up to reach a state of fluidity, being then injected under pressure into a mold cavity where it cools. The injection machine has unit to melt and transfer the plastic into the mold, a second component is a clamping unit that secures the mold against injection pressure.

The variety of the products being produced by injection molding continues to increase. Specialized molds speed-up cycle times and reduces waste and subsequences process. Multi-cavity molds speed-up production, mold sizes, resins types, cycle times, wall thickness and tolerances vary according to the customs requirements.

Another valuable element in an injection molding operation is a quality procedure that incorporated Statistical Process Control (SPC), this technique monitors the process to prevent defects before they are molded. However this technique suffers from the fact that it is done on samples. Neural networks offer an enlarge range of possibilities since after training they are able to generalize all process [1-5], [7-14].

Method

A basis Design of Experiment (DOE) is used in order to get some setting parameters into the molding machine and get samples of molding parts in order to collect real data [13].

Here some real data of Design of Experiments: Plaskon Temperature (PT) °C, Injection velocity sec. (IV), and injection pressure (IP) N.

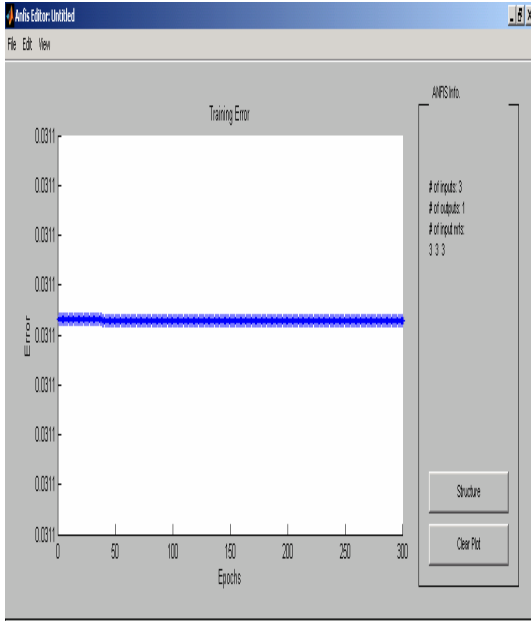


Figure 3.

In figure 4 shows us the Sugeno-Based inference rules used in our Neural-Fuzzy systems.

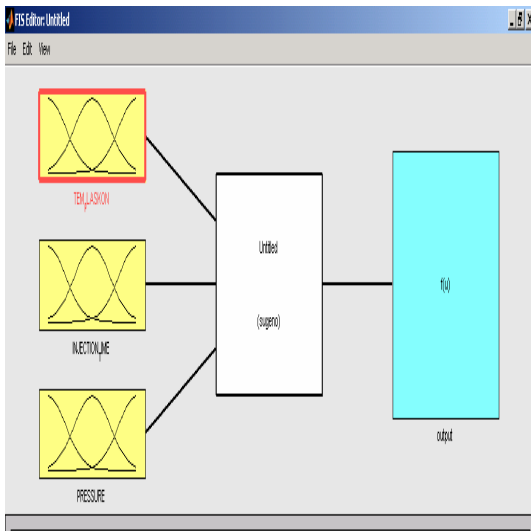


Figure 4

In Figure 5 shows us the capability of the systems to be in control parameters in order to get high quality performance into the molding

parts, input one plaskon temperature ($^{\circ}$ C) and input two injection time (sec)

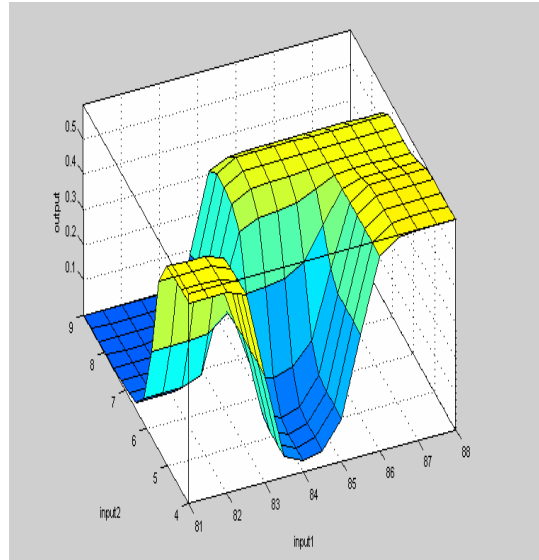


Figure 5

The last Figure 6 shows the rule viewer of three inputs and one output of our system.

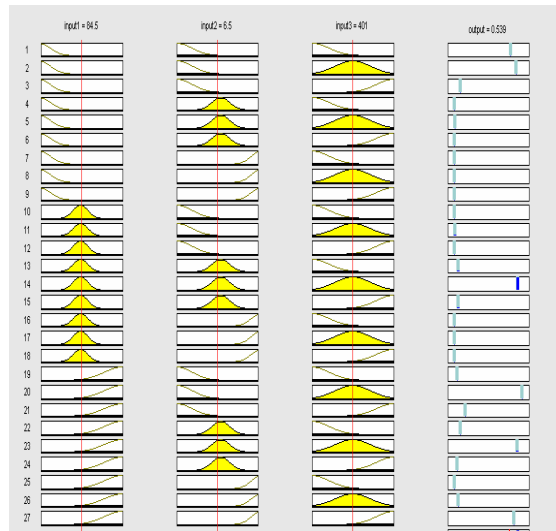


Figure 6

Acknowledgements

Honeywell Sensing and Control Facility in Cd. Juarez Mexico supported this work and Dr. Ram Prasad for his class EE590 at New Mexico State University.

Conclusions and Future Research.

A Neuro-Fuzzy approach is proposed to determine and optimize process parameters settings for a special molding machine and the result show us the high generalization capability of generating optimum process parameters into a nonlinear model as molding machine process itself and (i) high process reliability and (ii) cost effective due to reduction in productions costs. For further research is getting an optimum data result using Genetic Algorithms and all complete parameters related with injection molding process and implementation in real time machine.

References

- [1] R.G. Speight, A.J Dawson, P.D. Coates, C. Peters, and R. Jagger. Intelligent monitoring for injection molding control. Proc. Polymer Process engineering 95, 1995. Bradford.
- [2] K. Hunt, G. Irwin, and K. Warwick. Neural Networks engineering in Dynamic Control Systems. Springer-Verlag, New York, 1995.
- [3] R.G. and P.D. Coates. Towards intelligent control of polymer injection molding. In Ed. R. Whalley, editor, AMST94, pages 365-378, London, 1994. Mechanical Engineering Publications Ltd.
- [4] M.F. Martin, F. Bontsumasi, and Young G. Practical application of DOE in the total quality injection molding process. In SPE ANTEC Conference Proceedings, Boston, MA, page 4041-1995.
- [5] H.T. Nguyen, N.R. Prasad, C.L. Walker, E.A. Walker. A First Course in Fuzzy and Neural Control. Chapman & Hall/CRC 2002.
- [6] W. Pedrycz, Fuzzy Control and Fuzzy Systems, 2nd edition, Research Studies Press, J. Wiley, Taunton, New York, 1993
- [7] B. Kosko, Neural Networks and Fuzzy Systems: A Dynamical Systems Approach to Machine Intelligence, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1992.
- [8] Hausler, J., Wortberg, J., Neural Network-Based System Boosts Quality, Modern Plastics, December 1996, p 65.
- [9] Woll, S., Cooper, D., Souder, Online Pattern-Based Part Quality Monitoring Of the Injection Molding Process, Polymer Engineering and Science, Mid-June 1996, v. 36, n. 11, p. 1477.
- [10]. Rheinfeld, D., Influencing Molding Quality During Injection Molding, Injection Molding Technology, and Dusseldorf: VDI-Verlag, 1981.
- [11]. Potente, H., Wortberg, J., Hanning, D., Hausler, J., Process Monitoring In Plastics Processing: Critical Observations, ANTEC '93, p 579.
- [12] Kameoka, S., Haramoto, N., Sakai, T., Development Of An Expert System For Injection Molding Operations, Advances in Polymer Technology, v. 12,N. 4, 1993, p. 403.
- [13] Blyskal, P. J., Meheran, P. J., Applying DOE Analysis Techniques To The Injection Molding Process, ANTEC' 94, p. 729.
- [14] Vaatainen, O., Jarvela, P., Valta, K., JarveLa, P., The Effect Of Processing Parameters On The Quality Of Injection Molded Parts, Plastics, Rubber and Composites processing and applications, v. 21, n. 4 1994, p. 211.
- [15] Richard, C., Helps, G., Griffen, B. T., Prediction Mold Cavity Temperatures With An ANN, Plastics Engineering, October 1994, p. 25.
- [16] Cheng-Ping Chiu, Ming-Chang Shih, Jong-Hwei Wei, Dynamic Modeling Of The Mold Filling Process In An Injection Molding Machine, Polymer Engineering and Science, v. 31, n. 19 1991, p. 1417.
- [17] Rosato, D., Rosato, D., Injection Molding Handbook, Van Nostrano Reinhold, New York, 1986
11. Smith, M., Neural Networks For Statistical Modeling, Van Nostrano Reinhold, New York, 1993
- [18] Swingler, K., Applying Neural Networks: A Practical Guide, Academic press, Harcourt Brace &Company, 1996.

Biography

Pablo Ayala holds a B.S. degree in Electrical Engineering from Cd. Juarez Tech, Mexico, in 1992; a M.S degree in Control Systems in 2002. Now He is studying advanced degree in New Mexico State University, His research interests include control systems, robotics, neural network and fuzzy logic. He is working now for Tycohealthcare and He has 16 years of experience in the industry. Currently He is Professor of Electrical Department at Cd. Juarez Tech. He had taught several classes as Lineal Systems, DSP, Control Theory, and Introduction to Robotics, Signals and Systems, Fuzzy Control Theory. He is IEEE and ASME member.

Manuel Acosta holds a B.S. degree in Electrical Engineering from Chihuahua Tech, Mexico, a M.S. degree in Control Systems in 1984. He has 26 years of experience in the industry. Currently He is Professor in Cd. Juarez Tech.

“ANÁLISIS DEL PROBLEMA DE CONTROL EN FUNCIÓN DE LOS PROCESOS BATCH Y LA NORMA ISA S88.02: LA ADMINISTRACIÓN DE LAS RECETAS DE CONTROL”

Briones de la Torre, José Francisco.

Departamento de Ingeniería Mecatrónica
Universidad Politécnica de Aguascalientes
Av. Prolongación Mahatma Gandhi km. 2, Col. San Francisco del Arenal, Aguascalientes, Ags. 20280, México
Tel. (449) 4421423, correo electrónico: francisco.briones@upa.edu.mx

RESUMEN

En el presente trabajo se muestra la necesidad, en el contexto de la norma S88.02, de diseñar una receta de control coordinador para administrar la explosión de las recetas y los elementos relacionados a éstas (e.g. las etapas del proceso y sus unidades de producción), que contemple aspectos como: (i) revisión del problema típico de control en términos de la complejidad de los procesos Batch, (ii) la necesidad de tener una plataforma para automatización de la receta de control coordinador, i.e., que su incorporación al proceso Batch sea manual o al cumplirse ciertas condiciones de operación; (iii) la optimización de procesos Batch en la administración de la agenda, recetas de control, y diagnóstico de fallas.

Adicionalmente se busca generar conocimiento el área de ingeniería de control a través de realizar aportaciones a esta disciplina con elementos de los procesos Batch y su efecto en la receta de control coordinador como: (i) acciones de control robusto y físicamente realizables; (iii) interacción flexible entre niveles de proceso y recetas; (iv) control adaptable al proceso y a la referencia; (v) resolver el problema de control en el contexto de un proceso Batch; (vi) aislar de manera considerable fuentes de error e incertidumbre en la medición y retroalimentación de información al proceso.

Palabras clave: Procesos Batch, Norma ISA S88.02, Receta de Control.

I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad la generación de productos y servicios está sujeta a un mercado cada vez más exigente en cuanto a calidad, tiempo de

disponibilidad de éstos, y su costo de elaboración frente al costo de comercialización, que de dicha diferencia se determina la rentabilidad propia de la empresa [8].

Lo anterior implica que las empresas se enfrenten a la generación de las condiciones adecuadas de optimización, entendiéndose esto como la reducción de costos y tiempo de fabricación de productos y servicios de alta calidad, además de satisfacer la necesidad de la diversificación de éstos en función de las expectativas del cliente, en lo cual se fundamenta la necesidad de tener procesos Batch [1], [11].

La producción en procesos Batch permite evitar tiempos muertos en equipos y la presencia de cuellos de botella en líneas de producción, a la par de adaptar la producción de manera inmediata a los requerimientos cambiantes del cliente en las características del producto final y el tiempo de disponibilidad de éste [9].

Aunado a lo anterior se suma, respecto a la empresa, las características estratégicas de ubicación, su misión y visión, competidores, y su capacidad productiva que es función de las unidades de proceso con las que cuenta y el personal que las operan, todo ello enmarcado en un manejo óptimo de la información histórica y la obtenida en línea del proceso para toma de decisiones [3].

II. MÉTODO

El diseño de la receta de control parte de establecer a los procesos Batch como aquellos que están integrados por sistemas dinámicos enmarcados en entornos discretos, implican, para fines de control,

el combinar acciones dinámicas auspiciadas por sistemas de control secuencial.

Esta combinación de control dinámico – secuencial tiene propiedades específicas a considerar para una descripción exitosa del proceso Batch: (i) Su naturaleza deberá ajustarse a las diferentes módulos que integran al proceso; (ii) Su efecto en la aplicación debe ser extensible entre los módulos involucrados; (iii) Contar con una estructura que le permite mejorarse internamente conforme se desempeña en el proceso Batch [6]; (iv) Sea de naturaleza interoperable en la cooperación de información del proceso Batch para la toma de decisiones.

A lo anterior se agrega el hecho de considerar que la esencia del control es conducir un sistema de interés a una referencia dada que inherentemente conlleva a considerar los elementos básicos del control que a continuación se detallan.

Referencia del comportamiento del proceso Batch

La referencia en los procesos Batch está estructurada por una agenda (scheduling) a cumplir así como las necesidades propias asociadas a la naturaleza del proceso (conjunto de recetas) que están jerarquizadas en función de la inferencia de éstas en cada etapa del proceso.

Perturbaciones al proceso Batch

En los procesos Batch este punto representa ser crucial debido a que en los sistemas dinámicos como discretos las perturbaciones cobran especial interés en el sentido de que en la mayoría de los casos son fuente de incertidumbre para inducir el comportamiento deseado, de tal forma que no es de extrañar el hecho de que las perturbaciones tengan especial relevancia en esta clase de procesos por su combinación dinámica y discreta con la que cuentan en su esencia.

Entonces, se tienen perturbaciones de: (i) naturaleza física propias al proceso asociadas a perturbaciones de carga como variaciones paramétricas; (ii) derivadas de la operación del proceso Batch asociadas a modificaciones de la agenda, adaptaciones de las recetas a la celda de proceso, manipulación de personal al proceso Batch.

Como en los casos típicos de Ingeniería de Control, se debe buscar que todas aquellas estrategias que se formulen sean las más idóneas en cuanto a la generación del mínimo de perturbaciones al sistema y el rechazo de aquellas que se encuentren presentes en él, ya sean o no de naturaleza incierta.

El problema de control

Para el problema típico de control se asocia el hecho de que los procesos Batch presentan una configuración particular que es función de: (i) Cada uno de los procesos dinámicos que lo constituyen debido a que en esencia son multiniveles, multiacción, y multioperaciones; (ii) Cada planta dinámica está interconectada de manera sencilla y/o múltiple además de considerar la ausencia o presencia de la re o ante alimentación [10].

El problema de control deja de ser típico y adquiere una temática por demás interesante y retadora al agregar que las reglas de las interacciones entre plantas dinámicas en un proceso Batch son de naturaleza discreta con el nivel propio de complejidad de cada planta dinámica que en sí mismas, plantean un reto de control interesante.

Así bien, los puntos anteriores conllevan a contemplar una estrategia de control que responda dentro de los procesos Batch a: (i) Solucionar de manera efectiva el problema típico de control de regulación como de servo-control, con el reto que conllevan los procesos Batch, en el sentido de lograr la regulación a pesar de las interconexiones de sistemas dinámicos – discretos, y resolver el servo – control frente a ajustes dinámicos de la referencia; (ii) La acción a proponer por la estrategia de control sea robusta en la no generación y supresión de perturbaciones; (iii) Sea apta para influir en el nivel adecuado del proceso Batch; (iv) Sea físicamente realizable.

Lo anterior conlleva a diseñar una estrategia de control que, a partir de considerar la forma en la cual actúan las recetas de control básico como de procedimiento en cada una de las etapas del proceso Batch, establezca las reglas de re o ante

alimentación como la autorregulación, para que en conjunto a la receta de control coordinador que regula las etapas de interconexión en de las etapas del proceso Batch, se pueda cerrar el lazo completo del proceso, estableciéndose tal estrategia como una receta de control supervisor.

Se formula entonces el siguiente enunciado: *Existe una estrategia de control tal que puede actuar en las recetas de control básico, de procedimiento y de coordinación y la combinación de éstas para establecer la referencia (compuesta por la receta maestra y la agenda) en el proceso Batch de interés como solución al problema de control.*

Dicho enunciado se ilustra en la Fig. 1, bajo el contexto de los procesos Batch, donde la variable Z es la entrada de la i -ésima (representada por i) etapa Batch (en caso de ser la primer etapa, $Z = R$, donde R , al igual que en la Fig. 2, es la dupla formada por la receta maestra y la agenda), la cual puede ser antealimentada (+) o realimentada (-).

Se considera además la adición de perturbaciones, d , (con las características mencionadas en puntos anteriores) las cuáles en conjunción con G_{ci} , G_{ai} , G_{si} (que se interpretan como módulos de control, actuadores y sensores respectivamente) son consideradas en la receta de control básico (señalado en el recuadro sombreado), que a su vez, la salida de dicha receta habrá de afectar el desempeño de G_p (que se interpreta como unidad o equipo), para tener finalmente en su conjunto la receta de control de procedimiento, que la salida de ésta se habrá de alimentar al subsecuente etapa del Batch, donde al considerarse tal alimentación de manera discreta, la receta de control coordinador habrá de establecer los procedimientos necesarios de interconexión, tal como se muestra en la Fig. 2.

En la Fig. 2 se ilustra las áreas de ingerencia de la receta de control coordinador y a la vez se sensibiliza la necesidad de contar con una receta de control supervisor que permita establecer la relación entre cada una de las recetas para cumplir lo indicado en la referencia R , y que además por el nivel de acción que tendrá, la estrategia de control que le habrá de dar sustento deberá contar al menos con las siguientes características:

Acciones de control robusto

Debido a las diferentes perturbaciones que pueden ingresar al proceso Batch, la estrategia de control deberá hacer los ajustes pertinentes y automáticos en la receta que sea la mas idónea procurándose evitar el colapso de la receta.

Universalidad

Que tenga un fundamento matemático tal que sea transportable a cualquier proceso Batch con una naturaleza determinada y su representación en software cumpla también con tal característica.

Acciones físicamente realizables (control no ideal)

Dentro de su estructura, habrá de considerar los datos históricos del proceso Batch para determinar si las acciones de control a formular y a ejecutarse por las recetas de control sean físicamente realizables.

Interacción flexible

Debido a su posición dentro de los procesos Batch, se deberá contar con una estructura tal que permita actuar entre las recetas de control en función a la siguiente analogía: Sea la receta de control coordinador y de procedimiento la acción de control a realizar, considerándose a la receta de control básico como el actuador que modificará directamente el comportamiento del proceso Batch.

Control adaptable al proceso y a la referencia

Deberá ser un control experto en el conocimiento del proceso Batch (independientemente de la naturaleza de éste), para lograr una relación óptima entre consideraciones del proceso y consideraciones del equipo, así como una optimización de la receta maestra, la agenda y los datos históricos que permita realizar la función del proceso Batch con el mínimo de perturbaciones.

Resolver el problema de control

Considerar dentro de todas las características el hecho de que sea no negociable la solución del problema de control a enunciar como: mantener la salida del proceso Batch en una referencia determinada por la receta maestra y la agenda (proceso de regulación), adaptándose a los cambios que sufra ésta por ajustes a la dupla que conforman

la referencia (servo-control). Incluyéndose además que tal solución deberá ser físicamente realizable.

Finalmente es necesario considerar que esta breve descripción del escenario de los procesos Batch, contempla solo la esencia de éstos (i.e. la combinación entre procesos continuos – discretos concatenados), y no la naturaleza de éstos (i.e. si el proceso es de orden químico, logístico, mecánico, electrónico, etc.) y que su realización física involucre, en términos de soluciones automáticas, elementos básicos de Ingeniería Mecatrónica.

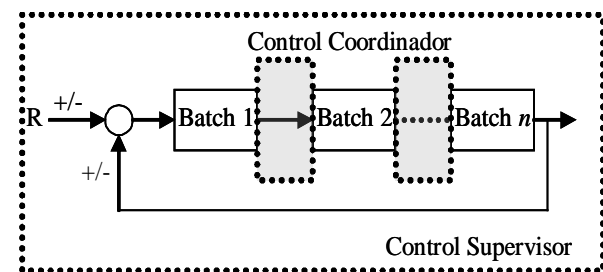


Fig. 1 Contexto del control básico y de procedimiento en un proceso Batch

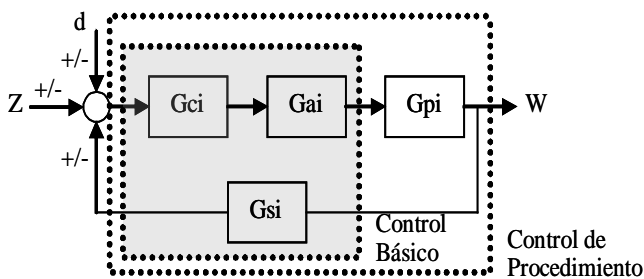


Fig. 2. Contexto del Control Supervisor en un contexto global del proceso Batch

III. CONCLUSIONES

Para solucionar el problema de control planteado en este trabajo, es necesario considerar que el diseño e implementación de la receta de control de coordinación tenga los atributos de: (i) ser de naturaleza híbrida (i.e. con interacción de sistemas dinámicos continuos y discretos); (ii) una estructura que le permita su aplicación manual y/o automática; (iii) emplear algoritmos matemáticos y software de éstos, de fácil interpretación en su programación e interpretación de resultados para el

personal que tiene contacto directo con la administración del proceso [9].

Además es necesario fundamentar las estrategias de control en mediciones de cada una de las etapas del proceso Batch, que involucra posibles incertidumbres y errores en la exactitud y el tiempo de muestreo [12], que exige establecer una relación adecuada entre las fases del proceso y su retroalimentación a la agenda en la reestructuración de la receta maestra, como la automatización de la explosión de la receta y el ajuste automático de la agenda, por lo que según [2] y [7] se pueden emplear algoritmos expertos para el diseño del control coordinador en el contexto de redes Petri.

Por ello, es necesario capitalizar los enfoques de la teoría de control clásico y moderno en el uso de matemáticas avanzadas, el manejo de la información obtenida del proceso, los algoritmos expertos y las redes Petri para el diseño del control coordinador ([4] y [5]), para lograr, en su aplicación a procesos Batch en un contexto de plataforma de software y de automatización que aborde de manera clara: (i) Cómo se realiza la explosión de la receta de manera clara, y la medición del desempeño de las diferentes recetas de control en términos de parámetros como integrales del error; (ii) La universalidad de los algoritmos en cuanto a su aplicación a procesos Batch de distintos campos de la ingeniería y que actualmente son demandados; (iii) Explorar la combinación de las normas S88 como S95 para hacer de la receta de control coordinador no solo un elemento de aplicación al proceso, sino que además sea solución a problemáticas de la combinación de normas mencionadas.

IV. REFERENCIAS

- [1] B. Carreira, Lean Manufacturing That Works: Powerful tools for Dramatically Reducing Waste and Maximizing Profits, AMACOM, 2004, p. 46.
- [2] J. Chen, y R. Bonell, "An intelligent control architecture for expert process control", IEEE System Theory Proceedings, pp 323-326, 1991.

- [3] E. Flanagan, Process Improvement: Enhancing your Organization's Effectiveness, Course Technology Crisp, 1995, p. 100.
- [4] M. Ghaeli, P. Bahri, P. Lee, T. Gu, "Petri-net based formulation and algorithm for scheduling of batch plants", Computers Chem. Engng., vol. 29, pp 249-259, 2005.
- [5] S. Gonnet, y O. Chiotti, "Modeling of the supervisory control system of a multipurpose batch plant", Computers Chem. Engng., vol. 23, pp 611-622, 1999.
- [6] Norma Batch Control Part 1: Models and Terminology, ISA-S88.01, 1995.
- [7] D.G. Karetnyk, E. Grant, D.R. McGregor, "A review of artificial intelligence in feedback control", IEEE Proc. Intelligent Control, pp 40-45, 1988.
- [8] National Research Council Staff, Manufacturing, Process Controls for the Industries of the Future, National Academies Press, 1998, p. 150.
- [9] M. Petrick, y S. Culbert "Automation philosophy of a hybrid plant", IEEE Int. Symposium on Ind. Electronics, vol. 2, pp 628-633, 1998.
- [10] E. Santos, "Understanding S88 Batch Control", A-B Journal, vol. 8, num. 5, pp 100-105, 2001. Disponible: <http://www.abjournal.com>
- [11] J. Simensen, y B. Foss, "A concept for modeling batch plan operation", Computers Chem. Engng., vol. 20, pp S1245-S1250, 1996.
- [12] Z. Verwater-Lukszo, "A practical approach to recipe improvement and optimization in the batch processing industry", Computers in Industry, vol. 36, pp 279-300, 1998.

SISTEMA PARA LA OPERACIÓN REMOTA DE UN PROCESO DE CONTEO DE TAPAS E IDENTIFICADO DE TARIMAS EN LA PLANTA ABRE FÁCIL DE “CONSERVAS LA COSTEÑA S. A. DE C. V.”

Ortega Pacheco José David¹, Barrales Guadarrama Raymundo¹, Estudillo Meléndez Giberth², Barrales Guadarrama Víctor Rogelio¹

¹Grupo de Sensores y Señales, Área de Instrumentación
Departamento de Electrónica, División de CBI; ²CAT de México, S. A. de C. V.
Universidad Autónoma Metropolitana--Azcapotzalco
Av. San Pablo No. 180, Col. Reynosa Tamaulipas, México, D.F. 02200, México
Tel. 53189000 ext. 2034, correo electrónico: rbg@correo.azc.uam.mx

Resumen—

La necesidad de la industria mexicana productora de bienes de contar con sistemas de acceso a la información desconcentrados y de que estos sistemas ofrezcan posibilidades tanto de gestión como de vigilancia de la producción, obliga a utilizar herramientas de diseño de sistemas que ofrezcan soluciones tanto al gestor de la producción como al ingeniero responsable de la buena marcha de la producción. En este trabajo, se ejemplifica la aplicación de LabVIEW™ en la integración de un sistema de operación remota que permite a un usuario vigilar las condiciones de operación de un sistema de conteo de tapas y monitoreo de tarimas y modificar parámetros de su producción o bien realizar notificaciones y nuevas asignaciones según la gestión lo exija. Se hace notar además que la implementación de dicho sistema fue realizado en vinculación con profesores y alumnos de la UAM-Azcapotzalco.

Palabras clave: LabVIEW™, instrumentación virtual, automatización de procesos, Balancer Clevertch.

I. INTRODUCCIÓN

Actualmente, muchos procesos industriales se supervisan no solamente desde el sitio mismo de la producción, sino desde lugares alejados de éste. Esta operación de supervisión a distancia se conoce más comúnmente como *monitoreo remoto*, el cual se implementa mediante la conectividad en red de distintos dispositivos y donde una o varias computadoras personales (PC) presentan convenientemente la información. Las PCs son sistemas electrónicos flexibles capaces de manejar distintos protocolos de comunicación (TCP, UDP, PPC) y utilizan diversos puertos para la conexión (RJ, paralelo, USB).

Otro avance significativo en la supervisión de los procesos industriales lo constituye la substitución de la instrumentación clásica, utilizada para el monitoreo de los

parámetros físicos que intervienen en estos procesos, por instrumentos virtuales cuyas lecturas pueden visualizarse sobre la pantalla de una PC. Esto permite la vigilancia o medición de varios parámetros físicos al mismo tiempo cuyas lecturas se visualizan a través de un solo medio (monitor) y donde las características de los instrumentos virtuales son definidas por el usuario.

Las ventajas de la conectividad en red de dispositivos para el control de procesos industriales y su monitoreo remoto y la facilidad de añadir una gama diferente y extensa de instrumentos virtuales a una tarea compleja de producción industrial ofrecen a gestores e ingenieros de la producción industrial tener acceso a la información referente al desarrollo en tiempo real de esa producción. Esta información es variada porque la producción de bienes en una industria se gestiona y vigila a diferentes niveles ejecutivos de distinta índole (ingeniería, administración, mercadotecnia, etc.) y toda ella está relacionada, por lo tanto, se requiere de un sistema de información de soluciones integradas.

LabVIEW™ de National Instruments proporciona un ambiente gráfico para el desarrollo de aplicaciones industriales mediante la instrumentación virtual e integra las herramientas para operar y monitorear cualquier proceso industrial a distancia desde una terminal remota y con protocolos usados comúnmente en la industria, como los ya mencionados. Este ambiente gráfico se perfila entonces en la industria mexicana de procesos como una herramienta para satisfacer las necesidades de información de los distintos grupos de trabajo alrededor de la producción de un bien.

En el contexto mencionado anteriormente, se muestra, en este trabajo, la implementación de una aplicación desarrollada con LabVIEW™ que realiza el Sistema de Operación Remota necesario para que el Sistema Automático de Conteo de Tapas e Identificado de Tarimas

en el Balancer Cleverttech¹ 01272 (línea 307) de la planta de tapa abre fácil de la empresa “Conservas La Costeña S. A. de C. V.” [1] pueda realizar las operaciones de notificación y asignación del conteo de tapas entre una estación de trabajo llamada “CAT-Server”, en el sitio del sistema de conteo, y una estación UNIX SAP R/3² alejada de éste. El sistema de operación remota, permitirá a un usuario modificar los parámetros de fabricación de materiales y visualizar en tiempo real las condiciones de operación del sistema. Por otro lado, se podrán modificar los tiempos de notificación y asignación conforme la administración de la producción lo solicite.

El proyecto se inscribe dentro del marco de vinculación academia-industria impulsado por el Grupo de Sensores y Señales del Departamento de Electrónica de la UAM-Azcapotzalco desde el año 2004 para dar soluciones a los problemas planteados por la industria mexicana de procesos. El presente artículo se ha organizado para presentar el desarrollo del sistema de gestión y vigilancia del conteo de tapas bajo las siguientes secciones: el planteamiento del problema, las especificaciones del proyecto, el desarrollo del sistema, los resultados y la conclusión. Se ha querido con este artículo dejar una memoria de la vinculación academia-industria, la cual requiere de impulsarse, por medio de la difusión de sus productos de trabajo, para convertirla en una actividad consolidada en la UAM-Azcapotzalco.

II. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.

En la planta de tapa abre fácil de “Conservas La Costeña S. A. de C. V.”, se fabrican las tapas abre fácil así como la tapa base de las latas que se fabrican en otra parte de la planta. Se requiere tener un monitoreo de la cantidad de tapas que se producen, así como del número de tarimas (paquetes de tapas) con una cantidad determinada de tapas para el sistema administrativo de “Conservas La Costeña S. A. de C. V.” y así obtener un registro de la capacidad de producción de la planta y verificar si se cumplen las metas de producción. Se requiere que este proceso esté automatizado y cuente con la posibilidad de monitorearse de manera remota ya que el sistema administrativo se encuentra en un lugar alejado de la planta de tapa abre fácil de “Conservas La Costeña S. A. de C. V.”. El sistema debe

asegurar que el proceso no sea alterado por algún operador de la planta, ya que se podrían modificar los conteos tanto de las tapas como de las tarimas. “Conservas La Costeña S. A. de C. V.” ha solicitado el desarrollo del proyecto a la empresa CAT (“Control, Automatización y Telecomunicaciones de México S. A. de C. V.”) la cual, a su vez, ha solicitado al Grupo de Sensores y Señales del Área de Instrumentación del Departamento de Electrónica su colaboración y experiencia para llevar a cabo la solución propuesta. El Sistema de Operación Remota es necesario para que el Sistema Automático de Conteo de Tapas e Identificado de Tarimas en el “Balancer Cleverttech” 01272 (línea 307) de la planta de tapa abre fácil de “Conservas La Costeña S. A. de C. V.”, pueda realizar las operaciones de notificación y asignación del conteo de tapas entre la estación CAT-Server y la estación UNIX SAP R/3.

Es importante señalar que esta solución ha sido propuesta por CAT y fue aceptada por el Departamento de Ingeniería de “Conservas La Costeña S. A. de C. V.”. Los participantes en la vinculación son ajenos a las decisiones tomadas por “La Costeña” para implantar una solución tecnológica específica en su planta productora de tapas y sólo se dedicaron a desarrollar la solución aceptada.

III. ESPECIFICACIONES DEL PROYECTO.

Las especificaciones para el sistema propuesto [2], advierten que se debe realizar la comunicación entre la estación CAT-Server ubicada en el “site” de cómputo de CAT (“Control, Automatización y Telecomunicaciones de México S.A. de C.V.”) y el controlador Compact Field Point 2020 ubicado en el tablero de control de la Planta de Tapa Abre Fácil de “Conservas La Costeña S. A. de C. V.” para realizar las notificaciones necesarias al servidor UNIX SAP R/3 de ésta. La relación de especificaciones es la siguiente:

1. El sistema en modo de operación remota, debe asegurar la notificación automática al servidor UNIX SAP/R3 de los conteos de tapa base que ingresan al “Balancer”.
2. El sistema debe asegurar que el usuario pueda ingresar vía Panel Remoto para visualizar y modificar los parámetros siguientes:
 - Modificar el tiempo de notificación
 - Modificar el tiempo de asignación
 - Modificar datos de materiales y versiones de fabricación
 - Realizar la función de “Reset”
 - Visualizar el tiempo de la siguiente notificación y asignación
 - Visualizar la fecha y hora del último “Reset” realizado

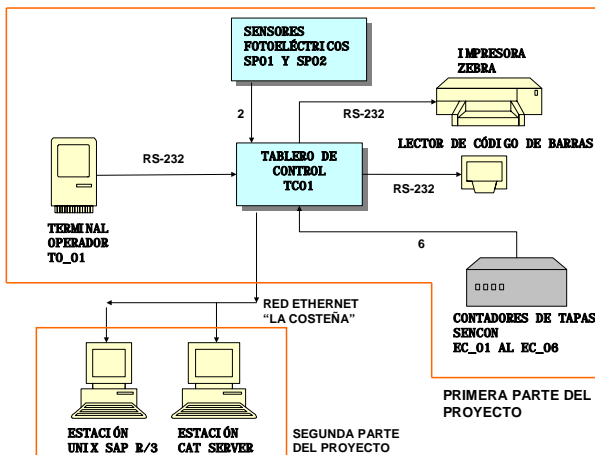
¹ BALANCER CLEVERTECH 0127 (LÍNEA 307). Brazo mecánico que transporta las tapas de la línea de producción a las tarimas de transporte de las mismas; 0127 es el número que identifica al BALANCER CLEVERTECH en la planta y LÍNEA 307 indica el número de identificación del diámetro de la tapa abre fácil usado en el Departamento de Tapas en “Conservas La Costeña S.A. de C. V.”

² SAP R/3. Es una herramienta que engloba un rango importante de software dedicado a aplicaciones para empresa o soluciones para negocios en varios ámbitos como la industria, bancos, etc.

- Visualizar a los usuarios a los que se les envían los valores cuando se realiza un Reset
- Visualizar los conteos de tapas en tiempo real
- Visualizar el conteo de tarimas en tiempo real
- Visualizar la cantidad de veces que el sistema ha impreso etiquetas
- Visualizar la cantidad de veces que el sistema ha leído el ID-Pallet³ una vez impresa la etiqueta
- Visualizar el estatus de comunicación entre la estación CAT-Server y el controlador Compact Field Point 2020.

IV. DESARROLLO DEL SISTEMA.

La solución al problema planteado se dividió en dos partes según la Fig. 1. En la primera parte se desarrolló la solución material al sistema de conteo solicitado por “La Costeña”. El trabajo en la primera parte del proyecto se describe brevemente a continuación para poner en antecedentes al lector. Los detalles de la solución de la primera parte se pueden consultar en [1]. En el “Balancer Clevertch” se instalaron sensores fotoeléctricos y sensores de tapas Sencon como medios de monitoreo para el control de la producción de tapas. Los parámetros de la producción pueden modificarse localmente gracias a una terminal de operador TO_01 y, en un tablero de control, un dispositivo Compact Field Point 2020 recibe las modificaciones a la producción y la información de los contadores. Este mismo dispositivo también controla la impresión de etiquetas de los paquetes de tapas (“tarimas”) que el “Balancer” va produciendo y que sirven como reportes de información para el departamento administrativo. La segunda parte consiste en el desarrollo del programa gestor y de vigilancia de la producción que se describe con más detalle en esta sección.



³ ID-Pallet. Así se le denomina a cada tarima que sale completa en la línea de producción, la cual es identificada con un código de barras.

Fig. 1. Diagrama a bloques de la solución material del proyecto.

La Fig. 2 muestra un diagrama del “Balancer Clevertch” 01272 (línea 307) que es la máquina automatizada para lograr la operación de conteo y empaque de tapas y de cuya producción se requiere vigilar su buena marcha y modificar sus parámetros según la gestión lo exija.

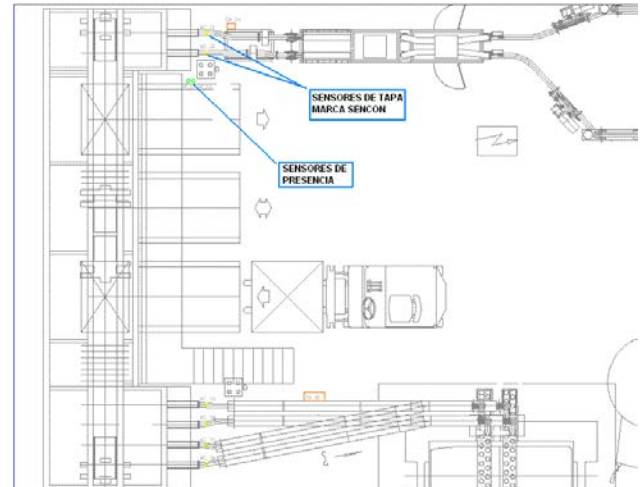


Fig. 2. Diagrama del “Balancer Clevertch” (Línea 307).

La implementación del sistema de información para el conteo y empaque de tapas solicitado por “La Costeña” para su línea 307, se dividió en varias etapas que se describen a continuación.

Primera etapa. Comunicación entre la estación CAT Server y el Compact Field Point 2020. El Compact Field Point 2020 (cFP 2020) de National Instruments [6] es el dispositivo elegido por los proyectistas para la adquisición de datos generados por el “Balancer Clevertch” [1] pues cuenta con capacidad de conectividad a la red Ethernet de “Conservas La Costeña S. A. de C. V.” y compatibilidad completa con las herramientas de comunicación de LabVIEW™. El programa desarrollado comunica al cFP 2020 con la estación CAT Server la cual almacenará y transmitirá la información a otros sitios de ser requerida. La metodología de comunicación será del tipo Cliente – Servidor (ver Figura 1) con el protocolo de comunicación TCP. La comunicación y funciones definidas para el cliente y para el servidor, en este caso, son las siguientes:

- *Cliente:* La estación CAT Server tendrá la función de cliente, al solicitar al Servidor (cFP 2020) le proporcione los datos almacenados de la cuenta de los sensores contadores de tapas, el estado de los sensores de presencia de tarimas y el último código de barras leído de la última tarima completa.
- *Servidor:* El cFP 2020 tendrá la función de Servidor, ya que éste reacciona a una petición del Cliente para enviarle cualquier valor que éste requiera (i. e. la cuenta de los sensores contadores de tapas, el estado

de los sensores de presencia de tarimas y el último código de barras leído de la última tarima completa) o bien para realizar alguna acción pedida (i. e. el Reset en los contadores de tapas o modificar los parámetros del material en la etiqueta).

El diagrama de flujo de la comunicación se presenta en la Fig. 3.

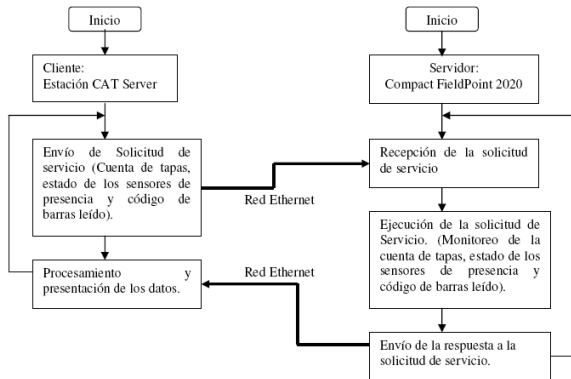


Fig. 3. Diagrama de flujo de la comunicación entre la estación CAT Server y el Compact FieldPoint 2020.

El programa se desarrolló con LabVIEW™ 7.1. El panel frontal con la información del enlace se ilustra en la Fig. 4.

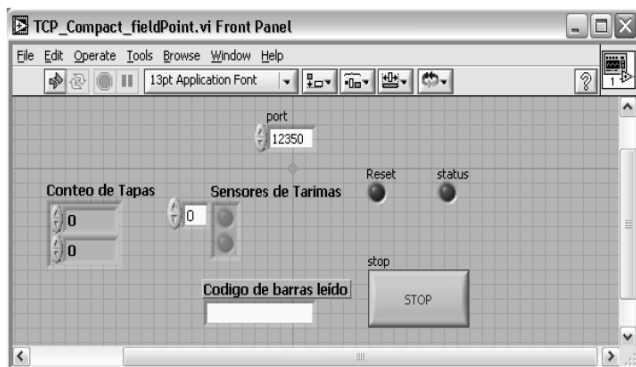


Fig. 4. Panel frontal de la información de enlace para el Compact FieldPoint 2020.

Cuando se inicia la aplicación, se busca conectar con el número de puerto definido en “Port”. Si se establece la comunicación se enciende en indicador de “Status” y se muestran los valores monitoreados de los sensores contadores de tapas en “Conteo de Tapas”, el estatus de los sensores de presencia de tarimas y las tarimas completas en “Sensores de Tarimas” y el código leído con el lector de código de barras en “Código de barras leído”. Si se elige la opción de “Reset”, los conteos se inician desde cero. El código de barras leído se actualiza cada vez que se lee una nueva etiqueta de alguna tarima completa. Cuando se presiona el botón de “STOP” la aplicación se detiene. En el caso de que la aplicación se inicie y no establezca la comunicación, el indicador de estatus no enciende y permanece en ese estado hasta que se

puede realizar la conexión. La Fig. 5 muestra el diagrama a bloques para el caso cuando se establece la comunicación con el cFP 2020.

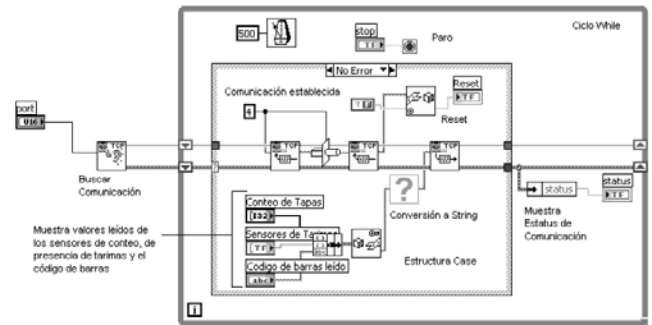


Fig. 5. Diagrama a bloques de la comunicación establecida con el Compact FieldPoint 2020.

Para el caso del Cliente (estación CAT Server), Lo que se tiene que especificar antes de que se inicie la comunicación, aparte del número de puerto en “TCP Port”, es la dirección IP del Servidor en “Name of RT target”, que es como se puede hacer referencia al dispositivo al que se quiere monitorear o pedir información para presentarla en pantalla. Estos términos se especifican para el panel frontal ilustrado en la Fig. 6.

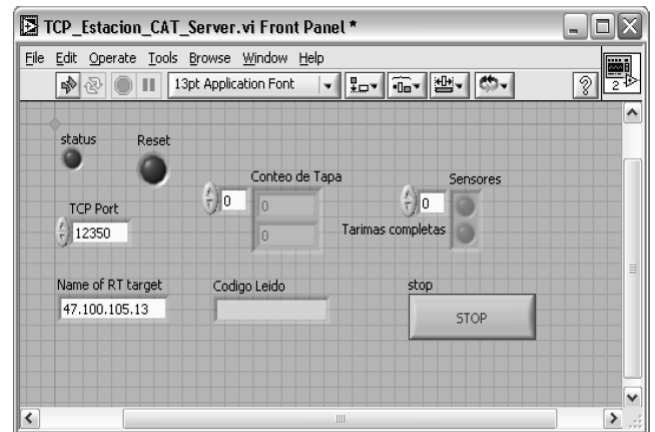


Fig. 6. Panel frontal de la información de enlace para la estación CAT Server.

Una vez establecida la comunicación, el programa hace referencia a la dirección IP que identifica al dispositivo servidor (en este caso el cFP 2020), para después hacer referencia a la dirección de memoria donde se encuentran los datos que se desean obtener o leer del dispositivo. Una vez obtenida la información pedida al Servidor, ésta se presenta en “Conteo de tapa” (cuenta de los contadores de tapa base), “Sensores” (Estado de los sensores de presencia y las tarimas completas obtenidas) y “Código Leído” (Último código de barras leído). Todos estos parámetros los envía en tiempo real el servidor (cFP 2020) para que el Cliente (Estación CAT Server) pueda presentarlos en cualquier lugar donde éste se encuentre. La

Fig. 7 muestra el diagrama a bloques cuando la estación CAT Server ha establecido comunicación con el cFP 2020.

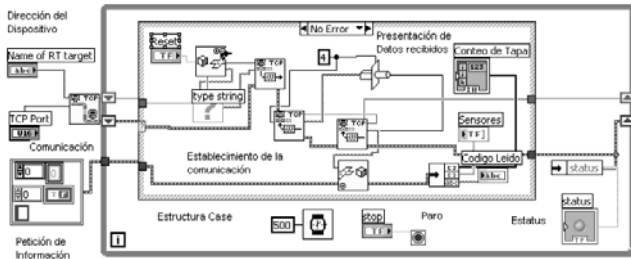


Fig. 7. Diagrama a bloques de la comunicación establecida con la estación CAT Server.

Segunda etapa. Comunicación entre la estación CAT Server y el servidor UNIX SAP R/3. En esta parte, se desarrolló el programa para comunicar la estación CAT Server y el servidor UNIX SAP R/3 implementando las siguientes funciones:

- Realizar la notificación de los valores requeridos por el sistema administrativo en el servidor UNIX SAP R/3.
- Desarrollo de la opción de cambio del tiempo de notificación.
- Desarrollo de la opción de modificación en los parámetros del material de fabricación.

Como se puede observar, esta parte del sistema permite a un gestor de la producción realizar modificaciones a la producción y obtener la información resultado de estas modificaciones. Los parámetros modificables para el material vía panel remoto son los siguientes:

- Material.* En la prensa 18, dentro de la planta de “Conservas La Costeña S. A. de C. V.”, se fabrican varios tipos de tapa base los cuales varían en el tipo de material. Cada tipo es identificado con un código predefinido, el cual se puede modificar dependiendo de los cambios que se realicen en la producción.
- Versión de fabricación.* Este parámetro identifica al producto dentro de la planta y en el sistema administrativo de “Conservas La Costeña S.A. de C. V.”.
- Descripción.* Este parámetro define el tipo de tapa a realizarse con el material seleccionado.
- Cantidad.* Define la cantidad de tapas que se fabrican por cada tarima completa que sale de la línea de producción.

El aspecto final del panel de modificación de parámetros se muestra en la Fig 8.



Fig. 8. Panel de modificación de parámetros para el material.

El sistema administrativo de “Conservas La Costeña S.A. de C. V.” (vía el Servidor UNIX SAP R/3) es el departamento que necesita monitorear la producción de manera remota, mediante la recepción de un archivo de texto que contiene la información debidamente presentada y ordenada (material, cantidad, origen, almacén de origen, etc.). La notificación se realiza cada determinado tiempo, el cual se puede ingresar en el programa principal como parámetro de configuración. Una vez que se cumple este tiempo, el programa de notificación crea los archivos con los que se notificará el conteo de tapas y tarimas completas que salen de la línea de producción. Una vez creados estos archivos, se envían al Servidor UNIX SAP R/3 de “Conservas la Costeña S.A. de C.V.” mediante el uso de correo electrónico en el programa principal. La Fig. 9 muestra el aspecto del documento de texto con la notificación del conteo de tapas.

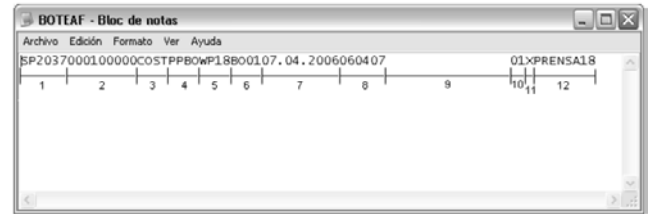


Fig. 9. Archivo de texto de la notificación del conteo de tapas.

Un archivo similar se genera para el conteo de tarimas. El diagrama de flujo para la generación de una notificación se presenta en la Fig. 10.

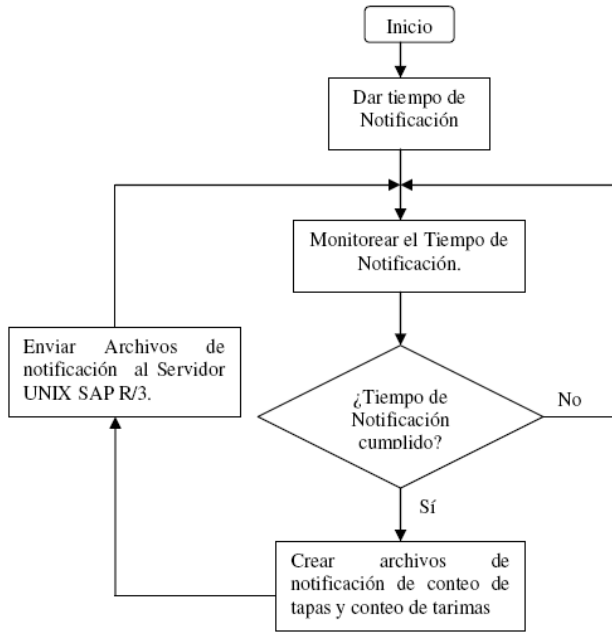


Fig. 10. Diagrama de flujo de la generación del archivo de notificación.

Cuando se cumple el tiempo de notificación, se ejecuta un programa para crear los archivos de notificación, sea el de cuenta de tapas o bien el de cuenta de tarimas completas. Un aspecto del panel frontal para la captura de parámetros y creación de la notificación de cuenta de tapas se muestra en la Fig. 11.

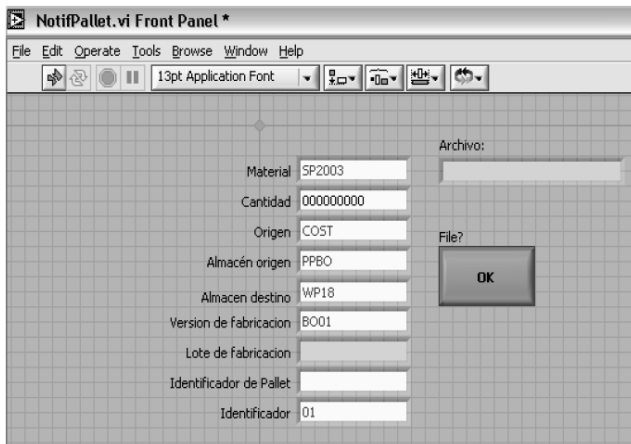


Fig. 11. Panel frontal para la creación de una notificación de cuenta de tapas.

El diagrama a bloques en programación G para la generación de una notificación se presenta dividido en tres partes:

1. *Establecimiento de parámetros de fecha.* En esta parte se lee del sistema la fecha actual y se cargan en el programa esos valores. Los parámetros a cargar son Día, Mes y Año. El diagrama a bloques

generado en LabVIEW™ 7.1 para esta operación se muestra en la Fig. 12.

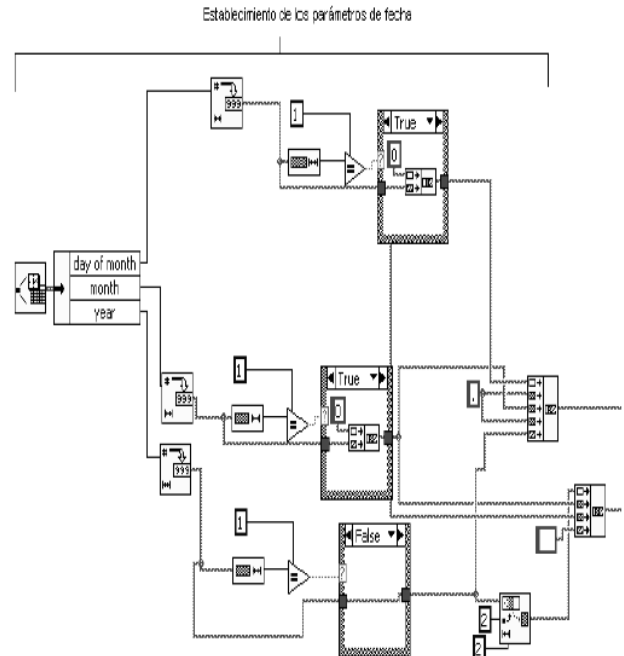


Fig. 12. diagrama a bloques para el establecimiento de los parámetros de fecha.

2. *Establecimiento de parámetros de material.* El diagrama a bloques de la Fig. 13 permite leer los valores dados para los parámetros de material como Material, Origen, Almacén origen, Almacén destino, etc.

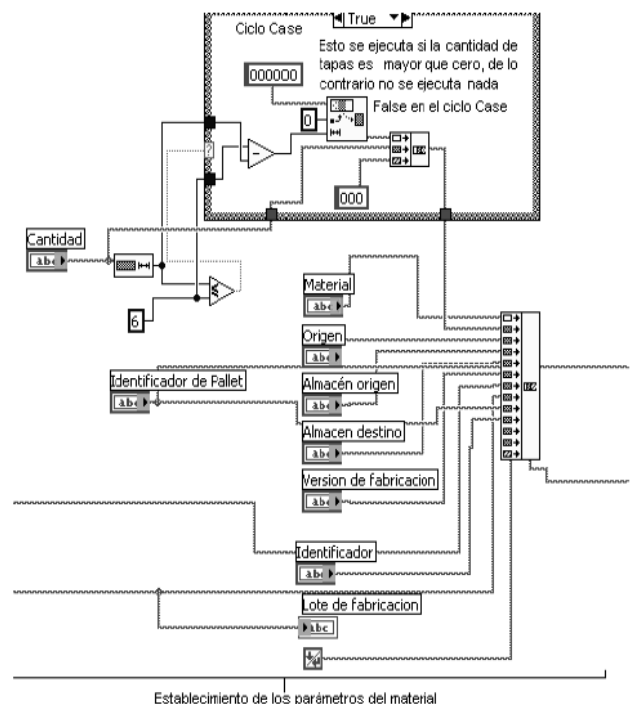


Fig. 13. Diagrama a bloques para el establecimiento de parámetros del material.

3. *Creación del archivo de notificación y almacenamiento en la computadora.* En esta parte se crea el archivo de notificación de conteo de tapas. Si el archivo ya existe lo reemplaza y, en caso de no existir, el archivo se crea, además de que se guarda en una ruta especificada. El diagrama a bloques de la Fig. 14 ilustra esta operación.

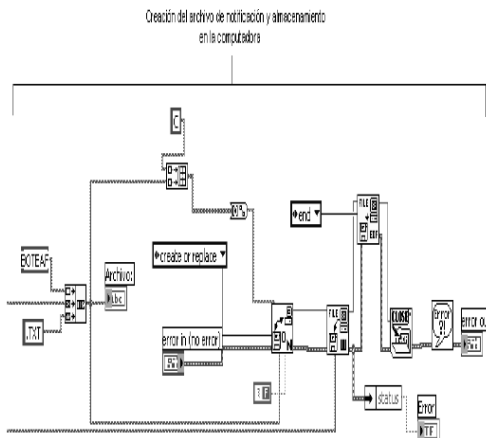


Fig. 14. Diagrama a bloques para la creación del archivo de notificación y almacenamiento en la computadora.

Un programa muy similar se realiza para el conteo de tarimas.

Tercera etapa. Consideraciones para el Reset general. Una parte importante para el programa es tener la opción de realizar un “reset general” desde el programa de operación remota. Al realizar esta acción, los valores afectados y las acciones realizadas después del “reset” son las siguientes:

- Reinicio de la cuenta de tapas.
- Reinicio de la cuenta de tarimas completas e incompletas.
- Reinicio del tiempo transcurrido para la notificación.
- Envío al Servidor UNIX SAP R/3 de los archivos de notificación con los últimos valores obtenidos antes del reset.

El diagrama de flujo del Reset general se muestra en la Fig. 15.

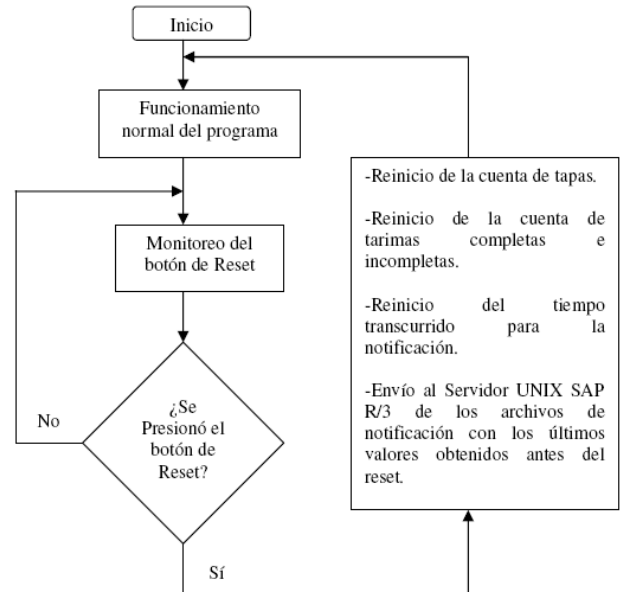


Fig. 15. Diagrama de flujo de la operación “Reset general”.

V. INTEGRACIÓN Y UTILIZACIÓN DEL PROGRAMA FINAL.

El sistema está habilitado para operar en forma remota utilizando el protocolo de red TCP y las funciones de Web para establecer comunicación entre una estación de monitoreo y la estación CAT-Server. Esta operación permite al usuario monitorear en tiempo real los conteos de tapas para cada uno de los sensores contadores, monitorear en tiempo real el número de tarimas completas identificadas, los tiempos de notificación, el código de barras de cada tarima, la asignación de materiales y revisar la comunicación entre la estación CAT-Server y el controlador Compact FieldPoint 2020. La operación remota es posible siempre y cuando no existan problemas en la comunicación y el usuario esté autorizado para el acceso. La Estación CAT-Server tiene asignada la tarea del funcionamiento remoto del sistema de manera que el usuario pueda acceder y revisar en tiempo real los parámetros. Existe un menú de secuencia de pantallas que el operador puede utilizar para realizar las siguientes funciones:

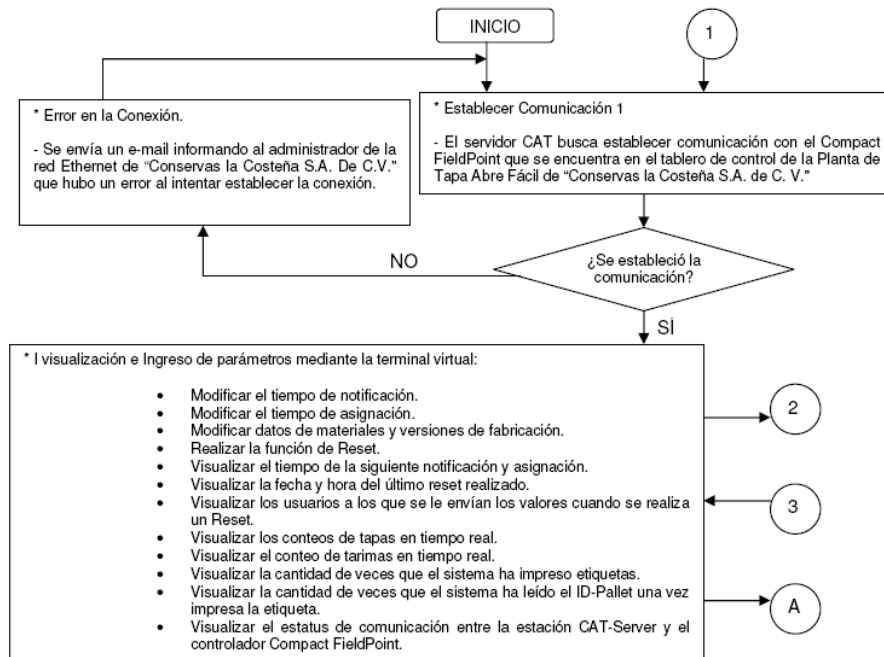
- Revisar datos de soporte del fabricante para casos extremos.
- Revisar la pantalla de bienvenida a los usuarios, dando a conocer el nombre del sistema.
- Revisar el conteo de cada uno de los contadores en tiempo real.
- Realizar la función de reset de contadores en cada término de turno o en el momento requerido.

El diagrama de flujo de la integración del sistema se muestra en la Fig. 16. La interfaz para el usuario final está compuesta de tres pantallas descritas a continuación:

Arquitectura del sistema. En esta pantalla es posible visualizar la comunicación entre la estación CAT-Server y el controlador cFP 2020 y así verificar problemas con esta comunicación. En esta pantalla también es posible realizar el paro del programa para mantenimiento. La Fig. 17 muestra el aspecto de esta pantalla.

Visualización de Prensa 18. En esta pantalla es posible visualizar, en tiempo real, los conteos de tapas de cada uno de los sensores contadores del “Balancer Clevertch” [1] (Fig. 2), además de visualizar el número de charolas (Tarimas) completas identificadas y el total de charolas (tarimas) registradas. La gestión de la producción se puede valer de la información que aparece en la sección “*Datos de Producción*” de la pantalla que se describe. En esta parte, se visualiza el último “ID Palet” obtenido que es el último código de barras leído para la última charola o

tarima completa que ha sido producida y también se visualiza el conteo de las Charolas completas e incompletas que han sido producidas (la suma de estas dos cuentas da el total de charolas producidas. En la sección “*Datos de operación*” se visualizan los destinatarios para el envío de correos electrónicos de notificación, realizar la función de RESET a los contadores y una opción para verificar qué contador ha sido notificado o falta por notificar antes de realizar la función de RESET y “*Realizar la función de RESET*”. En otras secciones, se pueden visualizar las cantidades que están notificadas al servidor UNIX SAP/R3 por cada uno de los contadores, visualizar los datos de notificación y modificar el tiempo de notificación del sistema. El aspecto de esta pantalla se muestra en la Fig. 18.



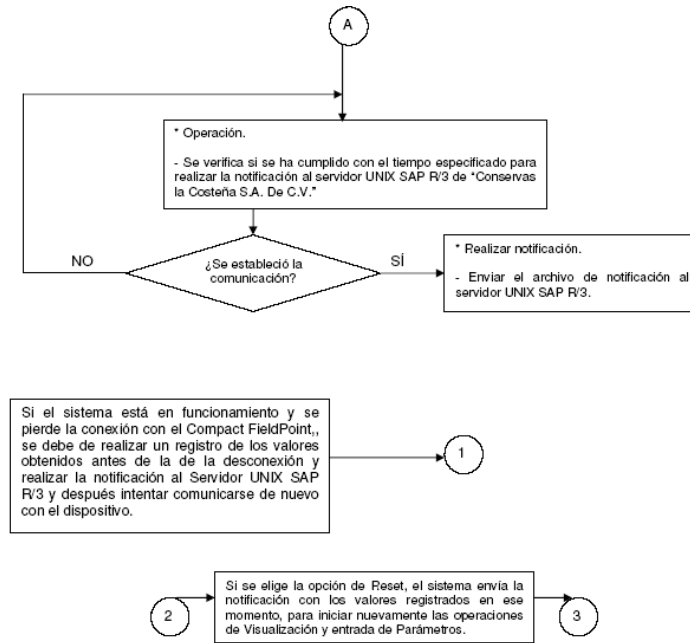


Fig. 16. Diagrama de flujo de la integración del sistema de operación remota.

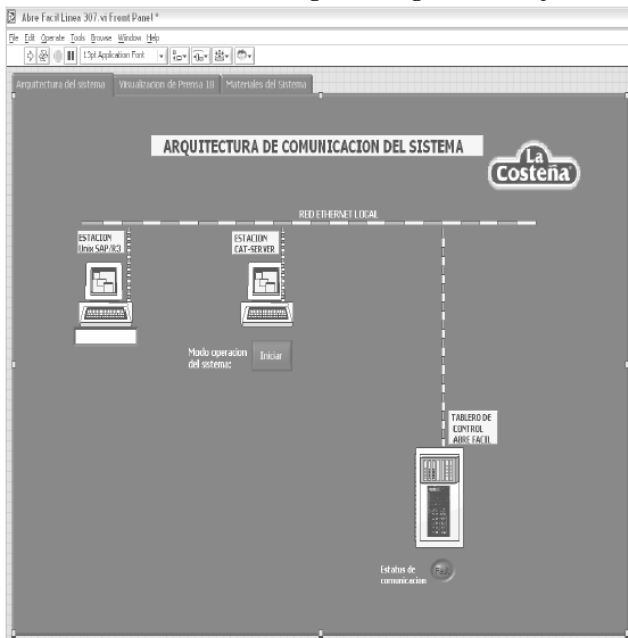


Fig. 17. Interfaz de usuario que muestra la arquitectura de comunicación del sistema.

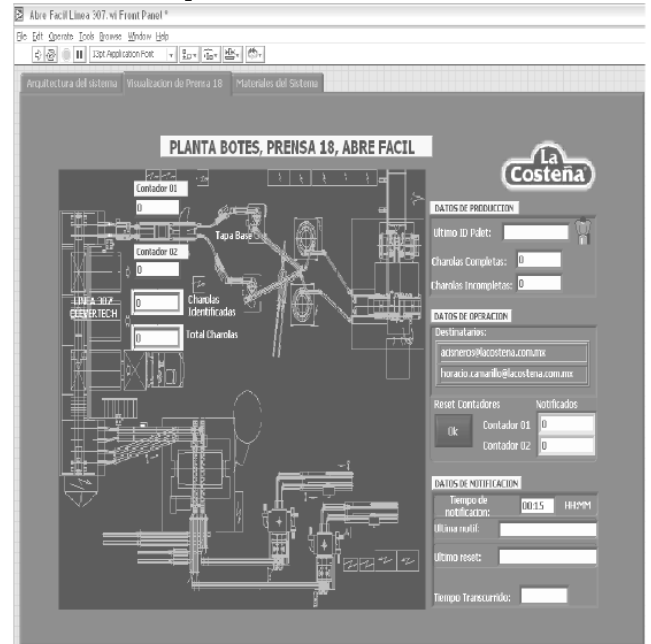


Fig. 18. Interfaz de usuario que muestra las operaciones en la Prensa 18.

Materiales del sistema. En esta pantalla, se pueden visualizar y realizar las operaciones de modificación y visualización de la asignación de materiales de producción en parámetros como: Material, Versión de fabricación, Descripción y Cantidad. Si se realizan cambios basta con realizarlos y presionar el botón Modificar Materiales?. Esta pantalla se muestra en la Fig. 19.



Fig. 19. Interfaz de usuario que muestra la información de los materiales de producción en la Prensa 18.

Una vez instalado el sistema, el usuario puede establecer la conexión remota a la estación CAT-Server e inmediatamente se despliega el menú de control de acceso (ya que se requiere tener una autorización para su ingreso). Es importante señalar que cualquier usuario que entre vía remota a la estación CAT-Server, tiene la facultad de parar la aplicación, modificar parámetros e incluso borrar información crítica de la aplicación. La pantalla de acceso se muestra en la Fig. 20.



Fig. 20. Pantalla de acceso al sistema.

VI. CONCLUSIONES.

Con la implementación y puesta en funcionamiento del programa, se puede decir que la comunicación y monitoreo remoto de dispositivos es factible como solución para los casos en que se necesita trabajar a distancia del lugar de trabajo físico, teniendo acceso en tiempo real a cualquier variable dependiendo de la aplicación que se trate. En particular, para el proyecto ya descrito, se obtuvieron las siguientes ventajas:

- fácil utilización, debido a que la interfaz de usuario desarrollada es totalmente amigable y entendible para cualquier usuario de “Conservas La Costeña S.A. de C. V.”,
- se cuenta con un buen nivel de seguridad en lo que respecta al acceso a la aplicación, pues solamente el equipo de soporte de “CAT de México S.A. de C. V.” y personal de “Conservas La Costeña S.A. de C. V.” pueden autorizar el acceso al panel remoto y
- el realizar el programa con LabVIEW™ 7.1, permitió desarrollar la aplicación en un lapso de tiempo corto además de tener un programa fácil de modificar si es que existe la necesidad de hacer mejoras o actualizaciones de la aplicación.

La principal consideración en el desarrollo de la solución del acceso de información en el sistema de conteo de tapas en la planta de “La Costeña” consistió en ofrecer compatibilidad completa entre los dispositivos y el software de programación a utilizar. En este caso, el lenguaje de programación (LabVIEW 7.1) y el dispositivo a monitorear (Compact FieldPoint 2020), ambos al ser de National Instruments, aseguraron una compatibilidad absoluta en todos los aspectos, disminuyendo así el código de programación y el tiempo en que fue implementada la aplicación. El tiempo de implementación de la aplicación fue de aproximadamente un mes (incluyendo el tiempo en que la aplicación estuvo en etapa de pruebas), y durante el cual se notó gran diferencia en el trabajo que realizan los ingenieros de “Conservas La Costeña S.A. de C. V.”, ya que ahora, en lo relativo a la producción de tapas y de tarimas (completas e incompletas) y al tipo de material utilizado, existe ahorro de tiempo al poder revisar de manera rápida y en tiempo real, ingresando vía panel remoto, la información de la producción, evitando así tener que estar en el lugar de trabajo de manera física.

El equipo de trabajo académico que participó en esta vinculación trabajó sobre la solución adoptada y, aunque se sabía que no era la única forma de resolver el problema (e. g. utilizar Oracle Applications o J.D. Edwards en lugar de SAP y Wonderware en lugar de LabVIEW, etc.), este equipo de trabajo era completamente ajeno a la discusión entre CAT y “La Costeña” relativa a la mejor solución a implementar. Sin embargo, “CAT de México S. A. de C. V.” cuenta con gran experiencia en el desarrollo de soluciones integrales con dispositivos y software de

National Instruments y el Grupo de Sensores y Señales del Departamento de Electrónica de la UAM-A, que colaboró en este proyecto, ha venido desarrollando su labor de investigación y docencia con LabVIEW™ y las soluciones materiales de National Instruments, por lo que la solución propuesta, aceptada por “Conservas La Costeña S. A. de C. V.” de acuerdo a sus requerimientos técnicos y administrativos y a sus lineamientos de eficiencia y calidad, se presentó como una excelente oportunidad para llevar a cabo un intercambio academia-industria.

VII. REFERENCIAS.

- [1] Rivera Rodríguez Elliot Ernesto, *Sistema Automático de Conteo de Tapas e Identificado de Tarimas en el Balancer Clevertch 01272 (Línea 307) de la Planta de Tapa Abre Fácil de “Conservas La Costeña, S. A. de C. V.”—Integración del Tablero de Control y sus dispositivos*, Informe de Proyecto Terminal para obtener el Grado de Ingeniero en Electrónica, Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco. Abril de 2006.
- [2] Ortega Pacheco José David, *Sistema Automático de Conteo de Tapas e Identificado de Tarimas en el Balancer Clevertch 01272 (Línea 307) de la Planta de Tapa Abre Fácil de “Conservas La Costeña, S. A. de C. V.”—Sistema de Operación Remota*, Informe de Proyecto Terminal para obtener el Grado de Ingeniero en Electrónica, Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco. Abril de 2006.
- [3] *Sistema Automático de Etiquetado e Identificación de Tarimas, Línea La Sierra Clevertch*. No. Proyecto: CAT230405_P00305. Documentación CAT (Control, Automatización y Telecomunicaciones de México S. A. de C. V.)
- [4] *Sistema Automático de Conteo de Botes y Envasado de Chiles*. No. Proyecto: CAT210405_P00205. Documentación CAT (Control, Automatización y Telecomunicaciones de México S. A. de C. V.)
- [5] *Sistema Automático de Conteo de Botes, Planta Botes Otros Productos Formadora 10/ MECTRA*. No. Proyecto: CAT230405_P00305. Documentación CAT (Control, Automatización y Telecomunicaciones de México S. A. de C. V.)
- [6] <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/13446>
- [7] *LabVIEW User Manual*, National Instruments, Edición de Abril de 2003. Disponible en www.ni.com.
- [8] *Using LabVIEW with TCP/IP and UDP*, National Instruments. Edición de Marzo de 2004. Disponible en www.ni.com.
- [9] *La Instrumentación Virtua*, National Instruments, Edición del 15 de Octubre de 2003. Disponible en www.ni.com.
- [10] S. Tanenbaum, *Sistemas Operativos Modernos*, Prentice Hall Hispanoamericana, México, 1993.

A Case Study of Stationary Stochastic Process on MIND Home.

Pablo Ayala Hernandez
Dr. John Mullen
New Mexico State University
payalahe@nmsu.edu , jomullen@nmsu.edu

ABSTRACT

*The goal of the **Multitasking Intelligent Decision-making HOME (MIND Home)** design is to create a home that acts as an intelligent agent. The agent seeks to maximize inhabitant comfort and minimize operation cost. In order to achieve these goals, the agent must be able to predict the mobility patterns and device usages of the inhabitants. In this paper, we introduce the **MIND Home** design and its underlying architecture. The case-study of prediction algorithms within the architecture is discussed, and level prediction algorithm that is central to **MIND** home operations with stationary stochastic process theory as well.*

Keywords: Mobility model, **MIND** home, Stochastic Process, Movement History.

INTRODUCTION

The **MIND** home design is a multidisciplinary topics research in this article focused on the creation of an intelligent and versatile home environmental. Our goal is to create a **MIND** home that acts as a rational agent, perceiving the state of the home through sensors and acting on the environment through output effectors (in this case, device controllers). Each agent will act in a way to maximize comfort and productivity of its inhabitants and minimizes operation cost. In order to achieve these goals, the house must be able to reason about and adapt to its inhabitants. In particular, a smart agent must able to accurately predict mobility and other activities of its inhabitants. Using these predictions, the **MIND** home can accuracy route messages and multimedia information, and can automate activities that would otherwise be manually performed by the inhabitants.

A number of capabilities are required for an acceptable range of tasks, including data collection, activity prediction, wireless communications between multiple cooperative agents, and multimedia technologies.

All of these capabilities must be seamlessly connected in a modular architecture. This article presets such an architecture that supports the **MIND** home design, and then focus on several prediction capabilities that are needed to realize the types of activities describe above.

In particular, machine learning techniques are required to predict inhabitant movement patterns, tasks, and typical interactions with the house. And to use that information in automation house decisions, routing information, and optimizing inhabitant comfort, security, and productivity. This article introduces a case study of Stationary Stochastic process with Markov Chain model.

MIND HOME ARCHITECTURE MODEL

MIND home architecture is a hierarchy of rational agents that cooperate to meet the goals of the overall home. Figure 1. Shows the architecture of a **MIND** home agent. The technologies within each agent are separated into four cooperative layers. The **decision** layer selects actions for the agents to execute based on information supplied from others layers. The **information** layer gathers, stores, and generates knowledge useful for decision-making. The **communication** layer includes software to format and route information between agents, between users and the **MIND** home and external recourses. The **physical** layer contains the basic hardware within the house including individual devices, transducers, and network hardware.

Perception is a bottom-up process, sensors

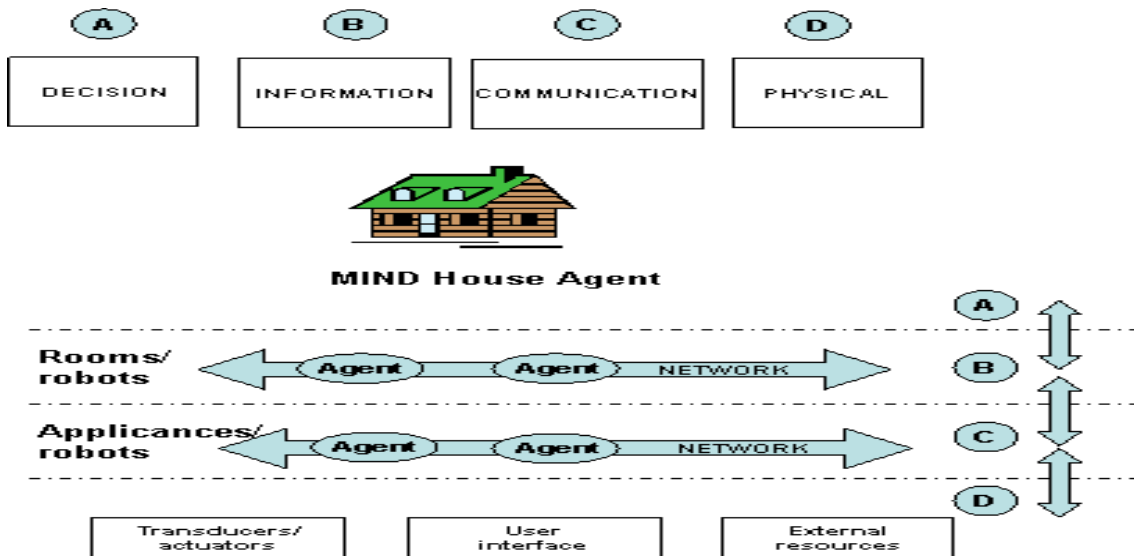


Figure 1 MIND home architecture

monitor the environment (e.g., pollution level) and, if necessary, transmit the information to another agent through the communication layer, the database records the information in the information layer, updates its learned concepts and predictions accordingly, and alerts the decision-making layer of the presence of new data. During action execution, information flows top down. The decision-making layer selects an action that to be run (e.g. run sprinklers) and relates the decision to the information layer. After updating the database, the communication layer routes the action to the appropriate effectors to execute. If the effectors are actually another agent, the agent receives the command through its effectors as perceived information and must decide the best method to execute the decision action.

A specialized interface agent provides interaction capabilities with users and with external resources such as *the Internet*. As shown in Figure 1, agents can communicate with parents/child agents or with other agents at the same level in the hierarchy. **MIND** home is unique in combining technologies from databases, artificial intelligence, mobile computing, robotics and multimedia computing to create an entire multitasking intelligent home that acts as a rational agent.

LOCATION PREDICTION

Seamless connectivity is an absolute necessary for designing an intelligent environment such as **MIND** home. To satisfy these connectivity requirements, the smart home needs to be able to track down an inhabitant both inside and within surrounding areas. This is the primary scope of the location problem in a smart home, which exhibits some similarities with that of a typical wireless infrastructure network such as the land-mobile phone system. Structure graph models for a land-mobile phone have been quite popular among researchers engaged in solving the location prediction problems. Circular, hexagonal or square areas are often used to model the cells, while various regular graph topologies such as rings, trees; one and two dimensional grids are used to model their interconnections [1] as is shown in Figure 2. The models of **MIND** home with wireless terminals are usually integrated in the sensors deployed in a **MIND** home environment and are to be worn by the inhabitants.

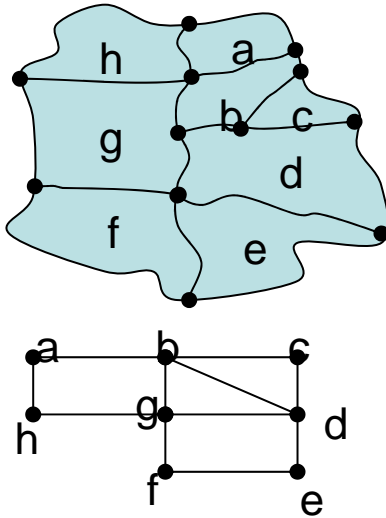


Figure. 2 Architecture for **MIND**

The **MIND** home coverage is partitioned into zones or sectors. Location prediction involves two types of activities. When **MIND** home needs to contact an inhabitant, the system initiates a search for the target terminal device by polling all zones where it can possibly be found. All terminals listen to the broadcast page message, and only the target sends a response. The paging process becomes particularly inefficient if a large number of zones cover the entire smart environment. Unfortunately, due to inherent restrictions of the sensor technology such as infrared, these situations are sometimes unavoidable.

To reduce the location uncertainty of the inhabitant, **MIND** home relies on periodic location updates by each terminal device. This technique reduces the search space for the next paging at the cost of a few location updates.

Most paging algorithms can place high reliance on the latest update information, using the last known position and its surroundings as the most probable current positions [1-3]. If probabilistic profile information been available for the inhabitant. It is also possible to modify the search space accordingly as proposed for some cellular phone systems [1].

We represent a **MIND** network by a bounded-degree connected graph $G = (V, E)$, where nodes set V represent the zones and edge set E represents the neighborhood (walls, hallways, etc.). Between the pairs of zones. Figure 3 shows a home floor plan with eighth zones and its corresponding graph representation.

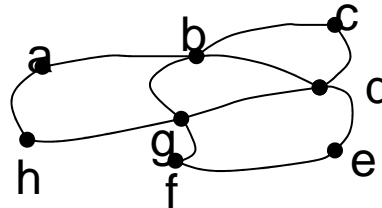
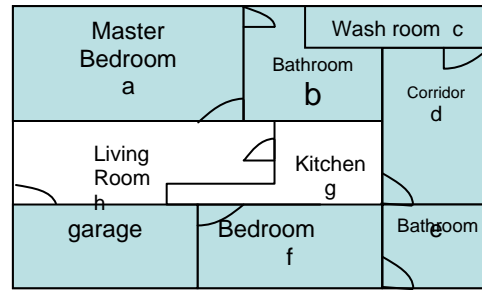


Figure. 3 Graph for **MIND**

MOVEMENT HISTORY AND THE MOBILITY MODEL.

The real power of an adaptive algorithm comes from its ability to learn. As and the events unfold, a learning system observes the history to use it as a source of information. Let us now look at the movement history of a typical user within the service area shown in Figure 3. For simplicity, we only consider the movement at **MIND** home. This means that the user must be in one of the eight zones, a, b, c, d, e, f, g, h , at all times. The movement history of a user is represented by a vector " V_1, V_2, V_3, \dots " where $V = \{V_i\}$ is the set of zones in the house and V_i denotes the zone i_d reported by the i_{th} update. In contrast to a movement history, a mobility model is probabilistic and extends to the future; the user mobility model plays a very important role in designing location management schemes. Transition probabilities for a typical user to move into a specific neighboring cell are arbitrarily assumed.

MOBILITY MODEL.

A clear understanding of the distinctions between the movement history and the mobility model is necessary before an appropriate definition of the latter can be. The movement history of a user is deterministic, but a matter of the past, the mobility model, on other hand, is probabilistic and extends to the future, characteristic of mobility model as a

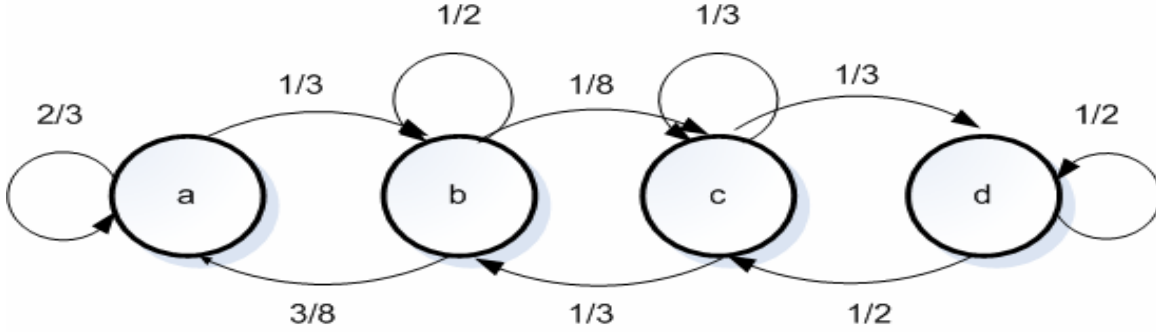


Figure 4. Markov Model

Probabilistic sequence suggests that it can define as a stochastic process.

Definition 1. The mobility model of a user is a stationary stochastic process $V = \{V_i\}$, such that V_i assumes the value $v_i \in V$ in the event that the i th update reports the the user in zone v_i . The joint distribution of any subsequence of V_i 's is invariant with respect to shifts in the time axis, i.e,

$$\Pr[V_1 = v_1, V_2 = v_2, \dots, V_n = v_n] \\ = \Pr[V_{1+L} = v_1, V_{2+L} = v_2, \dots, V_{n+L} = v_n] \quad (1)$$

For every shift L and for all $v_i \in V$. The movement history is a trajectory or simple path through V . The goal is of this algorithm is to construct a universal predictor or estimator for the user mobility model (1) [6]. Our proposed scheme creates a dictionary of each zone *ids* treated as character symbols and user the dictionary to get statistics based on movement's history contexts. [7].

STATIONARY STOCHASTIC MODEL

In this article we're using Markov chains theory in order to find the steady-state probabilities vector. But first, we do an **Ignorant model**; the ignorant model disregards the information available from movement history. Due to the lack of knowledge, it assigns equal resident probabilities to all eight zones in Figure 4. In other words, $\pi_a = \pi_b = \pi_c = \pi_d = \pi_e = \pi_f = \pi_g = \pi_h = 1/8 = 0.125$.

The assumption of uniform probability distribution suffers from the consequence that no single paging strategy can be judged better than another in terms of average paging cost [7].

Markov model. The simplest possible Markov model assumes that the process S is a time-invariant Markov chain, defined by [20].

$$\Pr[V_k = v_k, V_l = v_l, \dots, V_{k-l} = v_{k-l}] \\ = \Pr[V_k = v_k, V_{k-l} = v_{k-l}] \quad (2) \\ = \Pr[V_i = v_i, V_{i-l} = v_{i-l}] \quad (3)$$

For any arbitrary choice of k and i . Zones e, f, g , and h , assuming that they never being visited for any tasks, that acquires zero probability mass as shown in Figure 3. So effective state space is thus reduced to the set $\{a, b, c, d\}$.

The one-step transition probabilities are:

$$P_{i,j} = Pr[V_k = v_j, V_{k-l} = v_i], \quad (4)$$

Where $v_i, v_j \in \{a, b, c, d\}$, we assumed that for each zones have their probability by the relative counts for the set of $\{a, b, c, d\}$ according to Figure 4.

In Figure 4, the probability transition matrix $P = ((P_{i,j}))$ is given by

$$P = \begin{bmatrix} 2/3 & 1/3 & 0.0 & 0.0 \\ 3/8 & 1/2 & 1/8 & 0.0 \\ 0.0 & 1/3 & 1/3 & 1/3 \\ 0.0 & 0.0 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}$$

The Markov chain that is finite, aperiodic and irreducible will be an ergodic [9].

$$\text{Let } \Pi = [\pi_a, \pi_b, \pi_c, \pi_d]^T \quad (5)$$

Be the steady-state probability vector and for steady state, we have $\Pi P = \Pi$.

$$P = \begin{bmatrix} 2/3 & 1/3 & 0.0 & 0.0; \\ 3/8 & 1/2 & 1/8 & 0.0; \\ 0.0 & 1/3 & 1/3 & 1/3; \\ 0.0 & 0.0 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix};$$

$$Q = P\text{-eye}(4);$$

$$Q1 = [Q(:,1:3) [1 \ 1 \ 1 \ 1]'];$$

$$b = [0 \ 0 \ 0 \ 1];$$

$$\text{Piv} = b * \text{inv}(Q1);$$

$$\pi_a = 0.409 \quad \pi_b = 0.364 \quad \pi_c = 0.136 \quad \pi_d = 0.091 \\ \pi_e = 0.0 \quad \pi_f = 0.0 \quad \pi_g = 0.0 \quad \pi_h = 0.0$$

The model takes the first step towards learning from movement history. For example, $\langle a, b, c, d, e, f, g, h \rangle$ is a predict unconditional tasks strategy that can be derived based on the Markov Model. However, if we know that the mobile has made the last update in zone d , neither a nor b is a more likely candidate for paging in comparison to c or d as shown in figure 4. Unfortunately, the model does not carry any information about the zones' order of appearance and falls short in such situations. The Markov model carries a little more information about the ordering; at least to the extent of one-step transition probabilities, it can predict each probability into our **MIND** home events.

CONCLUSIONS

In this article we show the **MIND** home smart home architecture, which allows a smart home (or other intelligent environment) to act as a rationale agent. As a rationale agent the home receives input from sensors and selected an appropriate action that is executed through the user of effectors. This architecture allows the integration of research in machine learning, database, mobile computing, robotics, and multimedia tasks that is essential for smart home development.

As part of the **MIND** home architecture. We introduced that play of Stationary Stochastic Process using Markov Chain to predict the events that will be occurs inside the smart house, and playing critical roles in a adaptive and automated environmental such **MIND** home. It provides probabilities vectors for an adaptive situation inside the home. And also provides a simple approach to the location management problem that is useful in determining the position of an inhabitant for routing messages and multimedia information. This novel approach uses movement histories to learn likely future locations. Characterizing the user movement data may have as a stochastic

process. Also we can calculate which episodes in a inhabitant history are significant. Significance is determinates based on the ability to compress the description length of the history as well as periodicity. As a result, these episodes represent events that should be automated by a **MIND** home using probability events and optimization the routine and repetitive tasks for the inhabitant. Patterns observed in past inhabitants activities can be used to aid the agent decisions for controlling devices throughout the home. The next step for this effort will be to implement the architecture in the context of an actual home environmental. In these contexts we will show the effectiveness of the **MIND** home operating as a rational agent, and improve the lifestyle of inhabitants in a variety of intelligent environments.

ACKNOWLEDGEMENTS

This work was supported for the Industrial Engineering class by Dr. John Mullen at New Mexico State University. (www.nmsu.edu)

REFERENCES

- [1] F. Akyildiz and J.S.M. Ho, "Dynamic Mobile User Location Update for Wireless PCS Networks", *WL Nets.*, vol. 1, no 2, 1995, pp 187-196.
- [2] F. Akyildiz and J.S.M. Ho, "Movement-Based location Update and selective paging for PCS Networks", *IEEE Trans. Net*, vol 4 no. 4 1995, pp 629-638.
- [3] A. Roy et al., "Location Aware Resource Managing in Smart Home, Nov 2002.
- [4] J. D. Ruvini and C. Dony, "APE: Learning Users Habits to Automate Repetitive Tasks," *Int'l. ACM Conf. Intelligent User Interfaces*, 2000, pp. 229-232.
- [5] S. Kahan, A model for data in motion, in: *Proc. Ann. ACM Symposium on Theory of Computing* (1991) pp 267-277.
- [6] T.X. Brown and S. Mohan, Mobility management for personal communication systems, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, May 1997, pp 269-279
- [7] M.M Zonoozi and P. Dassanayake, User mobility modeling and characterization of mobility patterns, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, September 1997, pp. 1239-1252.
- [8] G.P. Pollini and C. L., "A profile-Based Location Strategy and its performance", *IEEE JSAC*, vol. 15, no. 8, 1997, pp 229-232.
- [9] U. Narayan Bhat and Gregory K. Miller, *Elementary of Applied Stochastic Processes*, 3rd Ed, Wiley: New York 2002.

- [10] A. Bar-Noy, I. Kessler, "Tracking mobile users in wireless communications networks", IEEE Trans. On Information theory, Nov. 1993, pp 1877-1886.
- [11] T.M. Cover and J.A. Thomas, Elements of Information Theory, (Wiley, 1991).
- [12] M. Feder, N. Merhav and M. Gutman, "Universal prediction of individual sequences", IEEE Trans. On Information Theory, July 1992, pp 1258-1270.
- [13] S.J. Kim and C.Y. Lee, Modeling and Analysis of the dynamic location registration and paging in microcellular systems", IEEE Trans. On Vehicular Technology. Feb 1996, pp 82-90.
- [14] D. Plassmann, "Location management strategies for mobile cellular network of 3rd Generation, in Proc. IEEE Vehicular Technology Conference. (June 1994). pp 748-753.
- [15] C. Rose, "Minimizing the average cost of paging and registration: A timer-based method, Wireless Networks". (June 1996), pp 109-116.
- [16] H. Xie, S. Tabbane and D. Goodman, "Dynamic location area management and performance analysis", IEEE Vehicular Technology Conference. (May 1993), pp 533-539
- [17] Harary, F (1969), Graph Theory. Reading, MA: Addison-Wesley.
- [18] Billard, L. and Meshkani, M.R. (1995). "Estimation of a Stationary Markov Chain", James. Stat. Assoc. 90, pp 307-315.
- [19] Gross, D. and Harris, C.M. (1998), Fundamentals of Queuing Theory, 3rd ed. New York: Wiley.
- [20] Medhi, J. (1994), Stochastic Processes, 2nd ed. New Delhi: Wiley Eastern.
- [21] Ross, S.M. (1996), Stochastic Processes, 2nd Ed. New York: John Wiley.
- [22] Nelson, B. L. (1995), Stochastic Modeling: Analysis and simulation. New York: McGraw-Hill

BIOGRAPHIES

Pablo Ayala holds a B.S. degree in Electrical Engineering from the Cd. Juarez Tech, Mexico, in 1992; a M.S degree in Control Systems in 2002. Now He is studying advanced degree in New Mexico State University, His research interests include control systems, robotics, neural network and fuzzy logic. He is working now for Tycohealthcare and He has 16 years of experience in the Industry. Currently He is Professor of Electrical Department at Cd. Juarez Tech. He had taught several classes as Lineal Systems, DSP, Control Theory, and Introduction to Robotics, Signals and Systems, He is IEEE and ASME member.

John Mullen holds a B.A. in mathematics from the University of Pennsylvania, as well as a M.S. and Ph.D. in industrial engineering from Iowa State University. He is currently an associate professor of industrial engineering at New Mexico State University. His research centers on applications of stochastic operations research, with applications in ad hoc communications networks. He is a member of the ACM, ASEE, IIE, and IEEE, as well as Phi Kappa Phi, Mu Sigma Rho, and Alpha Pi Mu.

INTEGRACIÓN DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN INALÁMBRICO UTILIZANDO FPGAS

Martínez Torres G. E.¹, Luna Rivera J. M.¹, Balderas Navarro R. E.^{1,2}

¹ Facultad de Ciencias,
Universidad Autónoma de San Luis Potosí,
Av. Dr. Salvador Nava Mtz. s/n, Zona Universitaria, San Luis Potosí, S.L.P., 78290, México,
Tel. (444)8262321, correo electrónico: mlr@fciencias.uaslp.mx.

² Instituto de Investigación en Comunicación Óptica,
Universidad Autónoma de San Luis Potosí,
Av. Karakorum 1470, Lomas 4a, San Luis Potosí, S.L.P., 78210, México,
Tel. (444)8250183, correo electrónico: rbn@cactus.iico.uaslp.mx.

RESUMEN

La habilidad para planificar, simular y validar el desempeño de un sistema de comunicación, resulta de suma importancia en el proceso de aprendizaje para un ingeniero en el campo de las comunicaciones. En este artículo se discute la implementación de un sistema de comunicación inalámbrico integrado principalmente por el transceptor *AC4490-1000* de *AeroComm* y el FPGA *Spartan-IIE XC2S200E* de *Xilinx*. El objetivo de este sistema es servir como una plataforma versátil y flexible que funcione como una herramienta con la que los estudiantes puedan mejorar sus habilidades en la programación e integración de sistemas de comunicación inalámbricos. Con esto, se busca además definir una metodología precisa y adecuada que facilite el proceso de diseño, simulación, verificación e implementación de un sistema de comunicación utilizando la tecnología FPGA. Finalmente, el software para diseño *System Generator*, representa una herramienta que ofrece un gran nivel de abstracción dentro de un ambiente gráfico sencillo que permite un aprovechamiento óptimo de las ventajas inherentes a la tecnología FPGA.

Palabras clave: Integración de sistemas, Comunicación Inalámbrica, FPGA, Spartan-IIE, System Generator.

I. INTRODUCCIÓN

Hoy en día, la tecnología inalámbrica es uno de los campos en la ingeniería con mayor futuro debido a

que ésta representa una solución efectiva, flexible y de bajo costo a muchos de los problemas cotidianos que se encuentran en los sectores productivo, social y de servicios. Por otro lado, las ventajas inherentes a los actuales FPGAs permite su integración en sistemas muy diversos, incluyendo aquellos en los que sólo era factible el uso de microcontroladores[1][2]. Además, la existencia de herramientas de desarrollo FPGA como *System Generator*[3] permiten un diseño práctico y de fácil acceso a los estudiantes de Ingeniería y a los experimentados diseñadores de hardware. El software *System Generator* es una herramienta desarrollada como parte del equipo *XtremeDSP* de *Xilinx*[4], esta herramienta se comercializa principalmente como plataforma para DSPs no obstante, por su versatilidad, no se restringe a dicho campo[2]. Por todo lo anterior, en este trabajo se propone integrar un sistema de comunicación inalámbrico basado en el FPGA *Spartan-IIE XC2S200E*[5] de *Xilinx* en conjunto con la herramienta de diseño FPGA *System Generator*. Cabe mencionar que esta clase de sistemas puede ser utilizado para dar solución a una gran variedad de aplicaciones (por ejemplo, para el control y monitoreo de procesos a distancia), sin embargo, el sistema propuesto en este artículo tiene como objetivo principal servir como una plataforma flexible para el diseño de sistemas con propósitos educacionales.

En las secciones siguientes se incluye una descripción del sistema de comunicación propuesto seguida por la descripción del hardware y software

empleados. Posteriormente, en la sección V se discutirán los aspectos más relevantes de la interfase implementada en el FPGA. En la sección VI se describirá el uso del *AeroComm OEM*[13] para la configuración de los transceptores y, en la sección VII, los experimentos realizados con *Matlab* para las pruebas del sistema.

II. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

El sistema propuesto, el cual se ilustra en la Figura 1, consiste principalmente de tres bloques:

- **HOST.** Este dispositivo es el responsable de la comunicación con el equipo periférico remoto mediante el módulo inalámbrico.
- **Módulo Inalámbrico.** Este módulo proporciona el vínculo inalámbrico entre el HOST y el equipo periférico.
- **Equipo Periférico.** Es cada dispositivo a monitorear y/o controlar desde la posición remota.

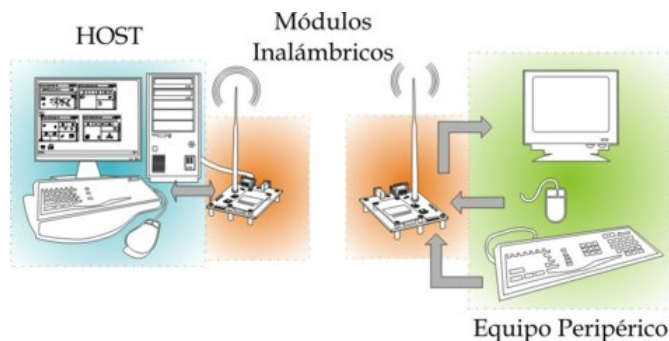


Figura 1. Diagrama a bloques del sistema inalámbrico propuesto.

En este artículo, hacemos uso de una PC como HOST debido a su versatilidad en el soporte de herramientas de software y hardware periférico. El sistema de comunicación inalámbrico puede manejar una gran cantidad de dispositivos como equipo periférico (LCDs, teclados, sensores, etc.). El elemento principal de diseño en este sistema, por tanto, viene dado por el módulo inalámbrico. Las siguientes dos secciones son una descripción general de las herramientas de hardware y software utilizadas para construir este módulo inalámbrico.

III. DESCRIPCIÓN DEL HARDWARE

En la Figura 2 se muestra el diagrama esquemático del módulo inalámbrico desarrollado. El módulo consiste de tres elementos principales:

- Una tarjeta de sistema (*Digilab D2-SB*) con el FPGA *Spartan-IIE XC2S200E* de *Xilinx*.
- Una tarjeta de expansión (*Digilab DIO4*) que incluye dispositivos de entrada y salida tales como 4 displays de 7 segmentos, pushbuttons, switches y LEDs.
- Una tarjeta de interfase por radio frecuencia (RF) basada en el transceptor *AC4490-1000* de la compañía *AeroComm*.

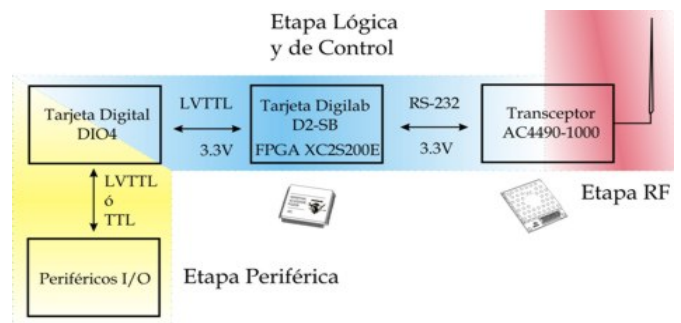


Figura 2. Diagrama a bloques del módulo inalámbrico.

La arquitectura de la familia de FPGAs *Spartan-IIE* permite un eficiente uso de sus recursos. Cuenta con hasta 200,000 compuertas de sistema rodeadas por bloques de entrada/salida (IOBs). Puede operar con 1 a 4 relojes de sistema superiores a los 200MHz y controlar su desempeño mediante 4 DLLs (*Delay-locked loops*). También incluye un módulo de comunicación *Boundary Scan* por medio del cual puede ser configurado y/o por el cual se pueden realizar simulaciones on-chip.[5]

La tarjeta *Digilab D2-SB* proporciona una plataforma de desarrollo para el FPGA *Spartan-IIE XC2S200E*. Esta tarjeta fue diseñada para permitir una rápida implementación de circuitos.[6]

La tarjeta *Digilab Digital I/O 4 (DIO4)* es una tarjeta de expansión diseñada para conectar varios dispositivos digitales de entrada/salida de una manera simple y económica. Puede ser conectada a la tarjeta *Digilab D2-SB* para formar una poderosa plataforma de desarrollo FPGA con dispositivos de entrada/salida útiles en el diseño y depuración de

una amplia gama de circuitos digitales. Todos los dispositivos de la tarjeta DIO4 están directamente mapeados a los pines del FPGA, permitiendo con ello su uso rápido y fácil.[7]

Por último, la comunicación RF se realiza en el sistema vía el transceptor AC4490-1000 de AeroComm. Dicho transceptor trabaja en la banda de los 900MHz con una potencia de transmisión programable (5mW-1000mW) y tasas de transferencia hasta de 115,200 bps a lo largo de varios kilómetros con línea de vista entre el transmisor y el receptor. Utiliza tecnología FHSS (*frequency hopping spread spectrum*) para el rechazo de interferencia.[8] Como este dispositivo utiliza el protocolo RS-232, se incorporó dicha interfase en el FPGA para lograr la vinculación entre ellos. La implementación del protocolo RS-232 en el Spartan-IIe se realizó siguiendo las especificaciones del UART 82C50A de Harris Semiconductor[9]. No obstante los FPGAs cuentan con recursos de UART prediseñados (*IP Cores*), hemos optado por desarrollar esta interfase para fines académicos.

IV. DESCRIPCIÓN DEL SOFTWARE

El software empleado para el diseño, la configuración y las pruebas del sistema fueron básicamente tres:

- *Matlab (Matlab, Simulink).*
- *System Generator (Xilinx ISE Foundation, System Generator).*
- *AeroComm OEM.*

Matlab. Esta poderosa herramienta computacional sirvió como base para el diseño FPGA. Esto a causa de su interfase con *System Generator* a través de *Simulink*. Sin embargo, en este artículo su aplicación se limita al desarrollo de las diversas pruebas del sistema que se presentan en este trabajo.

System Generator. En esta herramienta de diseño FPGA se centra el desarrollo del sistema de comunicación inalámbrico. *System Generator* presenta un ambiente de bloques sencillo y práctico derivado del entorno *Simulink*. Con una interfase intuitiva y de alta abstracción, esta herramienta permite realizar una gran cantidad de

circuitos digitales y la simple simulación de otros tantos.[4][10] *System Generator* presenta ciertas dependencias de software como *Matlab* y *Simulink*, además del software *ISE Foundation* (ISE) de *Xilinx Inc.*[11] Como se ha mencionado, *Simulink* es el entorno anfitrión para *System Generator*, donde se genera el diseño de circuitos con los recursos y librerías de funciones que presentan ambos programas. Por otro lado, ISE (*Integrated Software Environment*) es un grupo de herramientas específicas para el desarrollo de FPGAs de *Xilinx*. Contenido en el ISE, se encuentra el programa *iMPACT* que representa una herramienta para cargar el archivo de configuración sobre el FPGA. Si bien el ISE también incluye una herramienta de Síntesis XST (*Xilinx Synthesis Technology*), es posible realizar el proceso de síntesis a través del *System Generator* usando las herramientas disponibles tales como *Synplify* y *Leonardo Spectrum*. [5] Originalmente *System Generator* fue desarrollado como parte del *XtremeDSP* de *Xilinx*, sin embargo su campo de aplicación no se restringe a los DSP, como se presentará en este artículo.

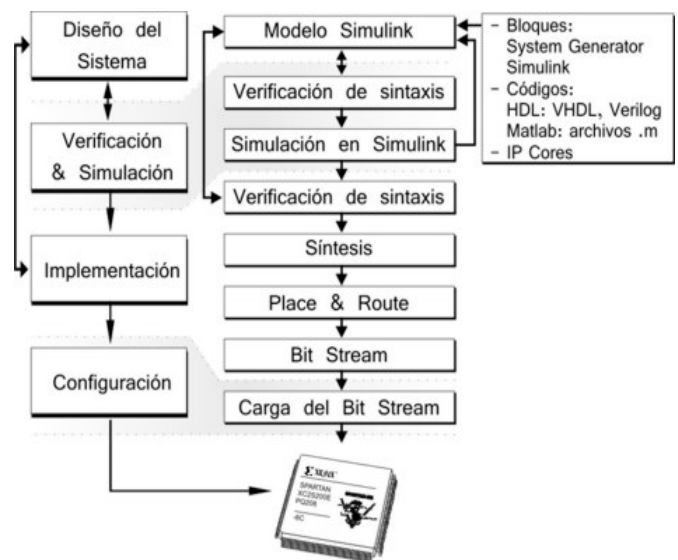


Figura 3. Diagrama de flujo del diseño FPGA en System Generator.

AeroComm OEM. Es la herramienta de software para la configuración de los transceptores inalámbricos de *AeroComm*. Este software presenta una interfase de acceso a la memoria

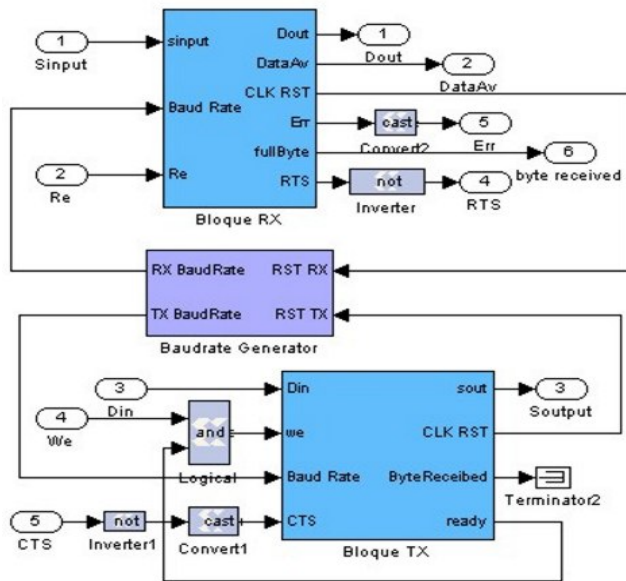


Figura 5. Módulos internos del dispositivo UART implementado en el FPGA.

Existen además, tres módulos controladores de flujo de datos subordinados al UART: 1) módulo *LED CTRL*, 2) módulo *Err reg* y 3) módulo *byte count*. El primer módulo cumple con la función de controlar el flujo de los datos recibidos por el UART (almacenados en su memoria FIFO) hacia los LEDs. Este módulo toma los datos, existentes en la FIFO, y los dirige a los 8 latches con salida a un LED cada uno de la tarjeta *Digilab DIO4* al tiempo que activa la señal *w_en* de los latches. El segundo módulo es un arreglo de registros que mantiene encendido un LED desde el primer momento que se detecta un error. Dicho arreglo de registros también se encargan de apagar el LED de error al recibir una señal de *reset* para el contador de datos recibidos. El tercer módulo implementa un contador de datos (bytes) recibidos con *reset*. La salida del módulo *byte count* se conecta a los cuatro displays de siete segmentos multiplexados en la tarjeta *DIO4*. El contador es un binario BCD autoescalable con apagado de ceros a la izquierda. Un cuarto módulo adicional al UART, etiquetado como *Transceiver control block*, es un conjunto de registros que suministran los valores adecuados a las entradas para especificar los modos de operación del transceptor. Es decir a través de estas tres salidas se determina si el transceptor operará

1) usando el *baudrate* programado o con la configuración de recuperación (8-n-1), 2) modo normal o modo de configuración y 3) modo para recibir alguna señal de *reset*.

Verificación y Simulación. Al concluir el modelado del diseño fuente, el siguiente paso es la verificación, esto es la comprobación de la sintaxis del diseño. La verificación ocurre al inicio de la simulación o implementación. La simulación es opcional y se ejecuta con el botón de simulación de *Simulink*. En la simulación se puede corroborar la sincronía, congruencia de los tiempos y formatos de dato utilizados. Existen varias herramientas proporcionadas por *Simulink* y *System Generator* para la detección de errores como osciloscopios, displays, medidores de errores de cuantización, etc.[13]

Implementación. Este paso incluye la síntesis y el proceso de *place & route*. En la síntesis, se convierte el diseño fuente en compuertas y bloques específicos del FPGA para el cual se está diseñando. Por otro lado, la herramienta *place & route* selecciona la posición óptima para los componentes y minimiza la extensión de las interconexiones en el FPGA.[5] Según los parámetros especificados en el bloque *System Generator*, este proceso termina con la generación del archivo de configuración *.bit* (*bitstream*) que será cargado al FPGA vía el puerto JTAG a través del programa *iMPACT*. Los aspectos de configuración del FPGA se abordarán en la siguiente sección.

VI. IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE COMUNICACIÓN

Una vez alcanzado el desempeño deseado a través de los procesos de verificación y simulación y habiendo generado el archivo de configuración (extensión *.bit*), el diseño puede ser implementado. Básicamente, esto se logra al interconectar el hardware (las tarjetas *D2-SB*, *DIO4* y la interfase para el transceptor) y cargar el archivo *.bit* (*bitstream*) en el FPGA. En dicho archivo se encuentran las especificaciones de los pines por medio de los cuales se comunicará la tarjeta *Digilab D2-SB* con las otras dos tarjetas. La

asignación de pines varía según los puertos que se utilizan y esto se especifica en el diseño fuente. Como se ha mencionado, la carga del archivo bitstream al FPGA se realiza fuera del entorno de *System Generator* y *Simulink* a través del programa *iMPACT* que se incluye en el *Xilinx ISE Foundation*. Este programa proporciona varios tipos de interfases para la configuración del FPGA, desde seriales o paralelas hasta JTAG con el protocolo *Boundary Scan*. [5] Esta última interfase utiliza pines dedicados y no consume recursos extras del FPGA. Para este trabajo, realizamos la configuración del FPGA a través del puerto JTAG debido a lo práctico y rápido de su conexión que no requiere hardware adicional para su utilización. Por último, los transceptores se configuran a través del programa *AeroComm OEM* mediante el puerto serial RS-232 de la PC a 115,200 bps. Uno de los transceptores, configurado en modo servidor, se conecta al HOST (PC) y el otro, configurado en modo cliente, se integra al módulo inalámbrico. En la Figura 6 se presenta el módulo inalámbrico completo.

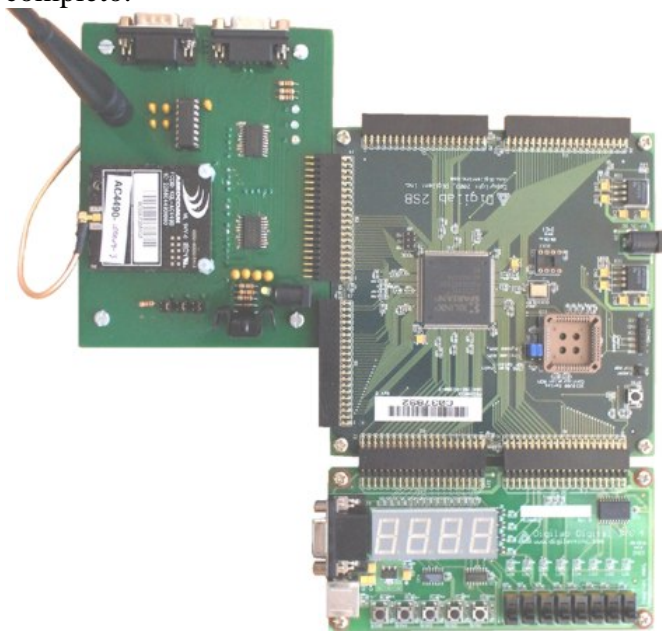


Figura 6. Módulo Inalámbrico Implementado.

VII. RESULTADOS

Con el propósito de verificar el funcionamiento del sistema de comunicación presentado en este artículo, se llevó a cabo una serie de pruebas de comunicación. Para estos experimentos, se

implementó como HOST a una PC conectada a un transceptor *AC4490-1000* por medio de una tarjeta de interfase serial, evitando con ello la necesidad de requerir las dos tarjetas restantes (tarjetas *Digilab D2-SB* y *DIO4*) del módulo inalámbrico. En el otro extremo de la comunicación, se utilizó el módulo inalámbrico propuesto. El objetivo de este experimento es básicamente la validación del sistema de comunicación a través de la transmisión y recepción de una cadena de caracteres entre el HOST y el módulo inalámbrico. Para este propósito, los displays de siete segmentos y los ocho LEDs, localizados en la *DIO4*, son usados para mostrar el número de datos recibidos y su correspondiente valor respectivamente. La siguientes pruebas se llevaron a cabo:

- **Recepción de un solo byte.** La primera prueba fue el envío de un solo carácter (un valor entre 0 y 255) desde la PC hacia el módulo inalámbrico. Una vez recibido el primer carácter, los LEDs correspondientes encienden según el dato recibido, también encienden los cuatro displays de siete segmentos, mostrando el número 1 en el dígito menos significativo. Las transmisiones posteriores de un solo byte fueron reflejadas apropiadamente en el número de datos recibidos y en valor de los LEDs.
- **Transmisión de un solo byte.** Esta prueba se realizó para comprobar la transmisión del módulo inalámbrico. Desde el módulo inalámbrico se envió un solo byte cuyo valor se especificó en los switches de la *DIO4* y mediante un pushbutton se generó la señal de transmisión. Desde *Matlab* se comprobó la recepción del dato verificando que su valor correspondía al dato enviado desde el módulo inalámbrico.
- **Recepción de una cadena corta de caracteres.** Una segunda prueba de recepción se llevó a cabo para verificar la recepción de datos continuos. Primero se reinició el contador de los displays de siete segmentos para dar inicio a una nueva secuencia de recepciones. Se transmitieron desde la PC un total de 10 paquetes con 10 caracteres cada uno. No obstante la velocidad de transmisión no nos permitió observar el valor de cada byte

recibido (desplegado en los ocho LEDs), el número total de datos recibidos concordó con el número transmitido.

- **Transmisión de una cadena de datos.** Desde el módulo inalámbrico transmitimos un solo valor cada 40 μ s aproximadamente, mientras se mantenía oprimido un pushbutton de disparo. La comprobación de la transmisión se logró nuevamente en *Matlab* al comprobar que todos los valores recibidos eran idénticos.
- **Recepción de una cadena larga de datos.** Para realizar esta prueba, se utilizaron archivos de datos JPG de diferentes tamaños (1.7KB, 9.81KB, 37.9KB, 56.4KB y 200KB). Desde *Matlab* se transmitió el archivo (sin descomprimir) y fue recibido en el módulo inalámbrico, cotejando el contador de la *DIO4* con el tamaño del archivo original.

Durante las primeras pruebas realizadas se encontraron diversos problemas, entre los principales podemos citar los siguientes: configuración incompatible o errónea en la programación de los transceptores (handshaking, tamaño del paquete, time-out, etc.), buffer de memoria insuficiente para almacenamiento de los datos entrantes en *Matlab*, y configuración errónea de la comunicación serial en el FPGA. Todos estos problemas fueron resueltos satisfactoriamente, como se puede constatar en los resultados discutidos anteriormente en esta sección.

VIII. CONCLUSIONES

En este artículo, se diseñó y construyó una plataforma educacional versátil para la transmisión inalámbrica de datos utilizando tecnología FPGA. El sistema propuesto se compone de tres unidades de hardware principalmente: 1) tarjeta *Digilab D2-SB* (con el FPGA *Spartan-II E XC2S200E*), 2) tarjeta de expansión *Digilab DIO4* y 3) tarjeta de interfase para RF. La tendencia de un crecimiento de sistemas basados en tecnología FPGA indica que la plataforma integrada en este trabajo representa una herramienta muy completa para el diseño de sistemas debido a su enfoque, principalmente en la tarea de programación. Por otro lado, una conclusión de este trabajo es que el

software *System Generator/Xilinx* representa una herramienta para el modelado a nivel de sistema que facilita la integración y diseño de hardware de los FPGAs.

En resumen, el sistema de comunicación integrado ofrece una gran variedad de ventajas como herramienta dentro de un plan educativo con el potencial para facilitar los procesos de enseñanza y aprendizaje en cursos tales como Circuitos Digitales, Diseño de hardware, Sistemas de Comunicación y Procesamiento Digital de Señales. De esta manera se puede concluir que el sistema inalámbrico propuesto representa una plataforma importante y útil no sólo para la enseñanza de sistemas embebidos a nivel licenciatura sino también para incrementar gradualmente la confianza de los estudiantes en el diseño e integración de sistemas.

Finalmente, como trabajo a futuro se pretende explorar de una manera más precisa las capacidades del sistema integrado con el objetivo de desarrollar diseños más complejos y robustos.

IX. AGRADECIMIENTOS

Agradecemos especialmente a *Xilinx Inc.* Su apoyo en la donación del software *System Generator*, *ISE Foundation* y EDK, además del equipo FPGA (tarjetas *Digilab D2-SB* y *DIO4*) que han hecho este proyecto posible. Este trabajo también fue apoyado por los proyectos *PROMEP/103.5/04/1386* y *PIFI 3.1 / Departamento de Electrónica / Facultad de Ciencias / UASLP*.

X. REFERENCIAS

- [1] Stephen D. Brown y Zvonko G. Vranesic, *Fundamentals of digital logic with VHDL design*, 1ª ed., McGraw-Hill, 2000.
- [2] Alex Plotkin. *Reconfigurable Hardware: FPGA Device*, Abril 2003.
- [3] *System Generator for DSP*, Xilinx Inc. En <http://www.xilinx.com>.

- [4] *NT107-0272: XtremeDSP Development kit-IV User Guide*, Xilinx Inc. en <http://www.xilinx.com>, 9/marzo/2005.
- [5] *Spartan-IIIE 1.8V FPGA Family: Complete Datasheet*, Xilinx Inc. En <http://www.xilinx.com>, 9/julio/2003
- [6] *Digilent D2-SB System Board Reference Manual*, Digilent Inc. en <http://www.digilentinc.com>, 18/septiembre/2003.
- [7] *Digilent DIO4 Peripheral Board Reference Manual*, Digilent Inc. en <http://www.digilentinc.com>, 24/noviembre/2003.
- [8] *AC4490 900MHz OEM Transceivers. User's Manual. Version 1.9*, AeroComm Inc. en <http://www.aerocomm.com>, 29/Julio/2005.
- [9] *82C50A Datasheet*, Harris Semiconductor, marzo 1997.
- [10] *Xilinx System Generator v6.3 User Guide*, Xilinx Inc. en los archivos de ayuda del Matlab Help Browser, 2004.
- [11] *Xilinx System Generator for DSP v3.1 Quickstart Guide*, Xilinx Inc. en <http://www.xilinx.com>, 27/junio/2001.
- [12] *Developer Kit User's Manual. Version 3.2*, AeroComm Inc. en <http://www.aerocomm.com>, 15/junio/2004.
- [13] *Xilinx System Generator for DSP v3.1 Tutorials*, Xilinx Inc. en <http://www.xilinx.com>, 27/junio/2001.

RESONADORES ACÚSTICOS

Pérez Delgadillo Francisco Javier, Ing. Servín Rivas Ilhuicamina Trinidad

Academia de Acústica, Departamento de ICE, ESIME ZACATENCO
Instituto Politécnico Nacional, U.P. "Lic. Adolfo López Mateos"
Av. Instituto Politécnico Nacional, Col. Lindavista, México D.F., México
Teléfono (55) 5729-6000 Ext. 54616 E-mail: pdfjavier@yahoo.com.mx, E-mail: ilhuicaminas@yahoo.com.mx

RESUMEN

En el diseño del acondicionamiento acústico de un recinto, pueden requerirse materiales que sean muy absorbentes en una determinada región de frecuencias, particularmente bajas frecuencias. Un recurso para solucionar esta situación es el empleo de elementos absorbentes selectivos, que en la mayoría de los casos basan su principio de operación en el resonador de Helmholtz. Estos elementos tienen la peculiaridad de presentar un valor de absorción acústica máximo a la frecuencia de resonancia del resonador, y aunque existe una ecuación acústica para determinar el valor de esta frecuencia, es prácticamente inexistente la forma de predecir teóricamente el valor de la absorción del sistema resonante, aun cuando es necesario conocer esta característica para fines de diseño del recinto. En este trabajo se exponen los principios en los que se basa el funcionamiento de algunos tipos de elementos absorbentes selectivos y sus aplicaciones en el acondicionamiento acústico de recintos.

Palabras clave: Absorbentes selectivos, frecuencia de resonancia, diseño de recintos, resonadores acústicos.

Introducción

Los materiales absorbentes de espesor estándar colocados sobre una pared rígida presentan una pobre absorción a bajas frecuencias. Al separarlos de la pared, se produce una notable mejora de la absorción a dichas frecuencias.

Si se pretende una gran absorción a bajas frecuencias con objeto de reducir sustancialmente

los valores del tiempo de reverberación, es preciso hacer uso absorbentes selectivos o resonadores.

Básicamente, existen cuatro tipos: de membrana o diafragmático, simple de cavidad (Helmholtz), múltiple de cavidad (Helmholtz) a base de paneles perforados o rasurados, múltiple de cavidad (Helmholtz) a base de listones.

El resonador de Helmholtz encuentra diversas aplicaciones como sistema acústico, destacando entre ellas su empleo como elemento absorbente, en el que la absorción se comporta de manera selectiva en función de la frecuencia. A continuación se revisa la constitución de un resonador simple, así como las características fundamentales de un resonador empleado como elemento absorbente. Asimismo se comenta una variación del resonador simple, el resonador múltiple, que suele emplearse en casos prácticos, y la forma de evaluar experimentalmente la absorción.

I. RESONADORES ACÚSTICOS

I.1 EL RESONADOR DE HELMHOLTZ SIMPLE

Este sistema acústico consiste básicamente en una cavidad unida a un ducto, tal como se muestra en la Fig. 1, y recibe Ferdinand Helmholtz (1821-1894). El volumen de aire dentro de la cavidad actúa como un elemento elástico, en tanto que el aire dentro del ducto, o cuello como suele denominársele, se comporta como una masa que se mueve como pistón, teniendo así una modalidad de un sistema masa resorte.

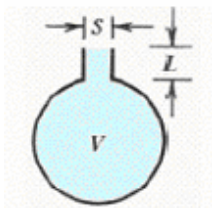


Fig. 1. Resonador de Helmholtz

I.2 EL RESONADOR DE HELMHOLTZ COMO ELEMENTO ABSORBENTE

Se sabe que Helmholtz utilizó resonadores para estudiar la composición de sonidos complejos, mucho antes de la existencia de los analizadores de espectro. Actualmente encontramos aplicaciones del resonador de Helmholtz en instrumentos musicales, en sistemas de audio como en el caso de una caja reflectora de bajos (del inglés *bass reflex*), e incluso en silenciadores para automóviles. Algunos autores [1,2] mencionan que existe una concepción errónea con relación a que el resonador amplifica el sonido a la frecuencia de resonancia, precisando que en un campo acústico un resonador disipa energía. Al respecto, es precisamente la característica de poder obtener una absorción significativa a una determinada frecuencia, usualmente en el intervalo de bajas frecuencias, en el que la mayoría de los materiales presenta una absorción pobre, lo que hace atractivo el empleo de estos elementos en el acondicionamiento acústico de recintos. Los elementos resonadores constituyen también una alternativa para compensar el efecto de los modos normales de resonancia de baja frecuencia en los recintos pequeños. Las características fundamentales de un resonador usado como elemento absorbente son su frecuencia de resonancia y su absorción acústica.

I.3 FRECUENCIA DE RESONANCIA

Independientemente de la forma geométrica que tenga un resonador de Helmholtz, su frecuencia de resonancia f_0 está dada por [3]:

$$f_0 = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\frac{S}{L'V}}$$

donde,

c = Velocidad de propagación del sonido, en m s⁻¹

S = Sección transversal del cuello, en m²

L' = Longitud efectiva del cuello, en m

V = Volumen de la cavidad, en m³

Es importante señalar que la expresión anterior es válida cuando las dimensiones del resonador son menores comparadas con la longitud de onda del sonido.

La longitud efectiva del cuello es mayor que la longitud física, debido a que la masa efectiva de aire se considera como la suma de la masa contenida en el cuello y la masa de radiación. La expresión para determinar la longitud efectiva es:

$$L' = L + 1.7a$$

donde,

L = Longitud del cuello, en m

a = Radio del cuello, en m

Usualmente las magnitudes referidas se expresan en el sistema internacional de unidades; sin embargo, la frecuencia de resonancia también puede expresarse como:

$$f_0 = 5480 \sqrt{\frac{S}{L'V}}$$

si S está en cm², L' en cm, y V en cm³

I.4 ABSORCIÓN ACÚSTICA

La absorción de un resonador de Helmholtz es quizás el apartado más abandonado por la teoría y más necesitado en los casos prácticos, pues es un dato que interviene en el cálculo del tiempo de reverberación, el cual forma parte del procedimiento de diseño del acondicionamiento acústico de un recinto. Sin embargo, la determinación de la característica de absorción no constituye un tema bien documentado. Se tiene referencia de la absorción asociada a un resonador aislado [4], condición que es difícil encontrar en la práctica, no existiendo forma de predecir la absorción para un conjunto de resonadores. Las

expresiones asociadas a la absorción de un resonador individual son (Gráfica 1):

$$A_{\max} = \frac{\lambda^2}{2\pi}$$

donde,

A_{\max} = Absorción máxima, en sabins o m²

λ = Longitud de onda, en m

$$A(\omega) = \frac{A_{\max}}{1 + Q^2 \left(\left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) - \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right) \right)^2}$$

donde,

$A(\omega)$ = Absorción en función de la frecuencia, en sabins o m²

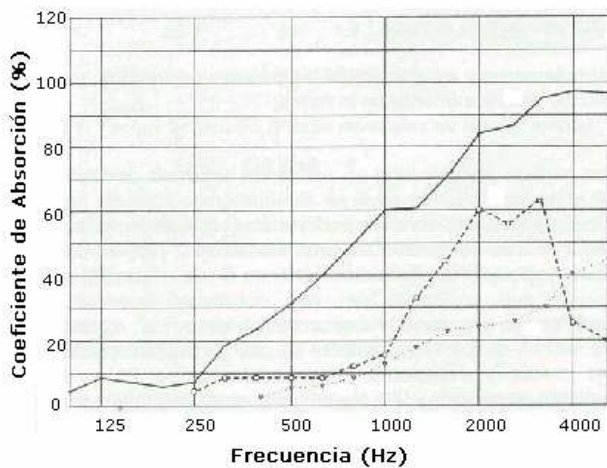
Q = Factor de calidad del resonador, adimensional

ω = Frecuencia angular, en rad s⁻¹

ω_0 = Frecuencia angular de resonancia, en rad s⁻¹

a su vez,

$$Q = \frac{\pi}{V} \left(\frac{c}{\omega_0} \right)^3$$



Gráfica 1. Curva de absorción en función de la frecuencia

I.5 RESONADOR MÚLTIPLE DE CAVIDAD (HELMHOLTZ) MEDIANTE PANELES PERFORADOS O RANURADOS

Es más común emplear prácticamente un sistema resonante distribuido o resonador múltiple, el cual está formado por un panel de material rígido de espesor D , en el que se han practicado una serie de perforaciones, montado a una distancia de separación d de un muro rígido, a fin de formar una cavidad cerrada de aire V entre ambas superficies, tal como se muestra en la Fig. 2. Para el caso de bajas frecuencias, el resonador múltiple se puede considerar como un conjunto de resonadores simples que comparten una misma cavidad.

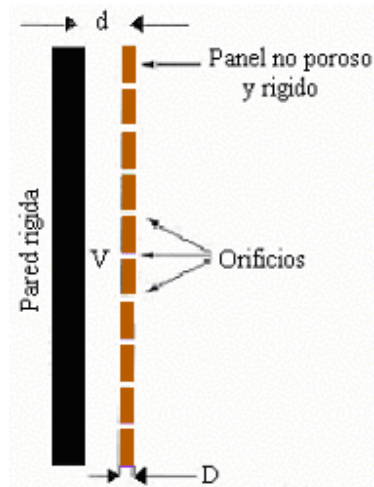


Fig. 2. Esquema de un resonador múltiple de cavidad a base de paneles perforados o ranurados

La expresión para determinar la frecuencia de resonancia es análoga a la del resonador simple, esto es:

$$f_0 = 5480 \sqrt{\frac{S}{D'S_p d}}$$

donde,

S = Suma de las secciones transversales de los orificios, en cm²

D' = Longitud efectiva de los orificios = espesor del panel, considerando el factor de corrección por extremo, en cm

S_p = Superficie del panel, en cm²

d = Distancia del panel al muro rígido, en cm

o bien,

$$f_0 = 5480 \sqrt{\frac{p}{D'd}}$$

donde,

$$p = \frac{S}{S_p} = \text{Porcentaje de perforación del panel}$$

En la construcción de un resonador múltiple puede emplearse un panel con perforaciones circulares. En el caso de que las perforaciones circulares estén distribuidas uniformemente sobre el panel, como se muestra en la Fig. 3 el porcentaje de perforación se obtiene mediante:

$$p = \frac{\pi a^2}{D_1 D_2}$$

donde,

a = Radio de las perforaciones, en cm

D_1, D_2 = Distancia de separación entre centros, en cm

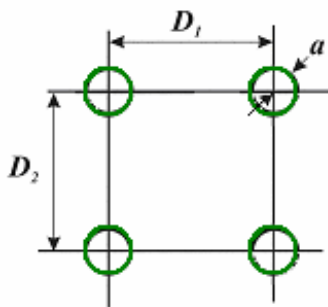


Fig. 3. Esquema de una sección de un panel con perforaciones circulares

En la Fig. 4 se muestra un panel con perforaciones circulares instalado en el muro posterior de un auditorio, el cual evita reflexiones tardías del sonido hacia la audiencia, las cuales no son deseables.

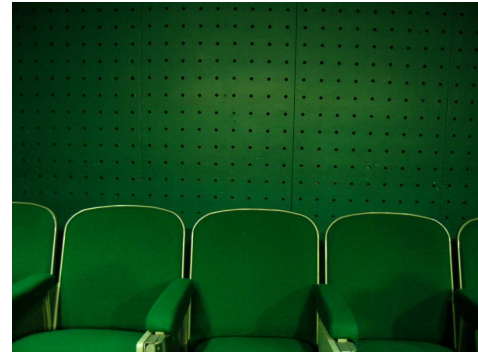


Fig.4. Detalle de un resonador múltiple instalado en un auditorio

En el caso de que existan ranuras, como se muestra en la Fig. 5, y que también estén distribuidas uniformemente sobre el panel, el porcentaje de perforación p se obtiene a través de la expresión:

$$p = \frac{a_1 a_2}{D_1 D_2}$$

donde tanto a_1 y a_2 (dimensiones de las ranuras) como D_1 y D_2 se expresan en cm.

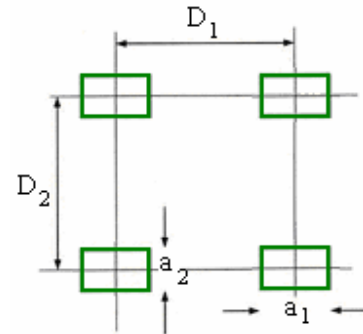


Fig.5. Esquema de una sección de un panel ranurado con indicación de sus dimensiones características

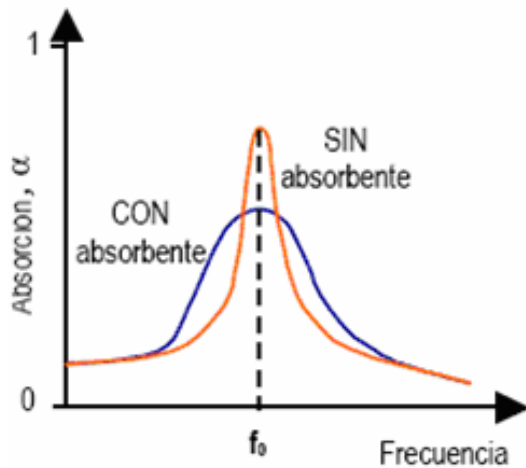
La expresión para calcular la longitud efectiva de las perforaciones D' es:

$$D' = D + 1.6 a_{eq} \text{ (cm)}$$

donde a_{eq} es el radio equivalente de las ranuras :

$$a_{eq} = \sqrt{\frac{a_1 a_2}{\pi}} \text{ (cm)}$$

Este tipo de resonador es menos selectivo que el resonador simple, es decir, la curva de absorción en función de la frecuencia es más amplia; su grado de absorción en función de frecuencia aumenta, y disminuye la frecuencia de resonancia, cuando la cavidad se rellena parcial o totalmente con un material absorbente, como se muestra a continuación en la grafica 2 (lana de vidrio o lana mineral).



Gráfica 2. Curva de absorción en función de la frecuencia, con material absorbente y sin material absorbente

I.6 RESONADOR MÚLTIPLE DE CAVIDAD (HELMHOLTZ), FORMADO POR LISTONES

Es una variante del resonador múltiple Helmholtz basado en paneles perforados o ranurados (Fig. 6).

La diferencia radica en que ahora los huecos por los que penetra la onda sonora se encuentran entre listones sucesivos.

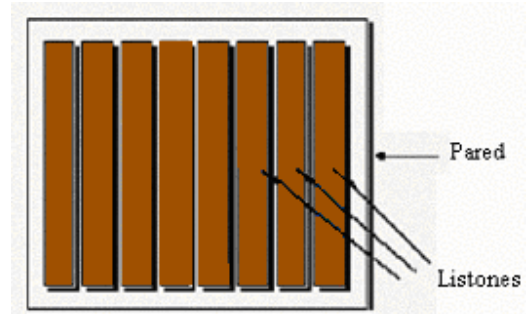


Fig. 6. Resonador múltiple a base de listones

Este resonador también presenta en su curva de absorción un máximo a la frecuencia de resonancia. Y sigue el mismo comportamiento que el resonador de paneles perforados (Grafica 2).

II. EJEMPLOS DE DISEÑO

Consideremos el siguiente ejemplo de un resonador múltiple como en la Fig. 4:

$$\begin{aligned} a &= 0.95 \text{ cm} \\ D_1, D_2 &= 10 \text{ cm} \\ D &= 2.7 \text{ cm} \\ d &= 6 \text{ cm} \end{aligned}$$

$$p = \frac{\pi a^2}{D_1 D_2} = \frac{\pi (0.95 \text{ cm})^2}{(10 \text{ cm})(10 \text{ cm})} = 0.028$$

$$p = 0.028$$

$$D' = D + 1.7a = 2.7 \text{ cm} + 1.7(0.95 \text{ cm})$$

$$D' = 4.32 \text{ cm}$$

$$f_0 = 5480 \sqrt{\frac{p}{D'd}} = 5480 \sqrt{\frac{0.028}{(4.23 \text{ cm})(6 \text{ cm})}}$$

$$f_0 = 181.3 \text{ Hz}$$

Consideremos otro ejemplo basado en un prototipo de resonador múltiple mostrado en la Fig. 7, el cual fue diseñado para tener una máxima absorción a una frecuencia de 700 Hz. En este caso se determinara la separación de sus centros, proponiendo las dimensiones restantes.

$f_0 = 700 \text{ Hz}$
 $a = 0.95 \text{ cm}$
 $D_1 = 4.5 \text{ cm}$
 $D = 1.2 \text{ cm}$
 $d = 3.8 \text{ cm}$



Fig.7 Pruebas a un resonador múltiple en la cámara reverberante

$$D' = D + 1.7a = 1.2\text{cm} + 1.7(0.95\text{cm})$$

$$D' = 2.815 \text{ cm}$$

$$p = \left(\frac{f_0}{5480} \right)^2 D'd = \left(\frac{700\text{Hz}}{5480} \right)^2 (2.815\text{cm})(3.8\text{cm})$$

$$p = 0.181$$

$$D_2 = \frac{\pi a^2}{D_1 p} = \frac{\pi(0.95\text{cm})^2}{(4.5\text{cm})(0.181)} = 3.5\text{cm}$$

III. EVALUACIÓN DE LA CARACTERÍSTICA DE ABSORCIÓN

Debido a que no se dispone de un modelo para predecir el grado de absorción asociado a los elementos absorbentes selectivos, una alternativa para determinar esta característica es obtenerla

experimentalmente. Para este fin puede aplicarse el método de medición de la absorción en una cámara reverberante [5], de acuerdo con la norma ISO 354 *Measurement of sound absorption in a reverberant room*; que básicamente consiste en medir el tiempo de reverberación de la cámara reverberante vacía y con una muestra del elemento absorbente. A partir de estos valores y conociendo el volumen de la cámara y la velocidad de propagación del sonido es posible calcular la absorción del elemento [6].

La absorción se determina mediante:

$$A = 55.3 \frac{V}{c} \left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1} \right)$$

donde,

A = absorción del espécimen bajo prueba

V = volumen de la cámara reverberante en m³

c = velocidad de propagación del sonido en m s⁻¹

T₁ = tiempo de reverberación de la cámara reverberante vacía, en s

T₂ = tiempo de reverberación de la cámara reverberante con el espécimen bajo prueba, en s.

A la fecha se han estado realizando algunas pruebas preliminares basadas en este método.

IV. CONCLUSIÓN

Los elementos resonadores constituyen una opción para contar con materiales acústicos cuya absorción es predominante en la frecuencia de resonancia del resonador; encuentran su aplicación en el acondicionamiento acústico de recintos, permitiendo reducir el tiempo de reverberación y controlar el efecto de los modos normales de resonancia, especialmente en el intervalo de bajas frecuencias.

Aun cuando es posible determinar sus características de absorción experimentalmente para superar la carencia de su predicción teórica, es conveniente ampliar el trabajo experimental.

Actualmente se están desarrollando algunos otros prototipos de los elementos absorbentes selectivos descritos, a fin de evaluar experimentalmente su comportamiento.

V. REFERENCIAS

- [1] Liljencrants Johan, Working of acoustic resonators,
<http://mmd.foxtail.com/Archives/Digests>
- [2] Carrión Isbert Antoni, Diseño acústico de espacios arquitectónicos, Alfaomega, 2001
- [3] Kinsler Lawrence, *et al.*, Fundamentos de Acústica, Limusa Noriega Editores, 1993
- [4] Rossel Turrul Ivana, Caracterización acústica de resonadores de Helmholtz, TecniAcústica, Madrid 2000
- [5] Norma ISO 354, Measurement of sound absorption in a reverberant room
- [6] Elementos de acondicionamiento acústico,
<http://www.gts.tsc.uvigo.es/audio>

EL ÓXIDO DE SILICIO RICO EN SILICIO (SRO), COMO MATERIAL BASE EN LA MICRO-INTEGRACIÓN OPTO-ELECTRÓNICA

A. Gallegos-Cruz, A. Luna-López¹ y M. Aceves-Mijares¹

UPIICSA del IPN, Té No. 950 Iztacalco 08400 México D. F. México

¹INAOE, Apdo. 51 Puebla, Pue. 72000, México

RESUMEN

Actualmente la caracterización óptica y aplicación de materiales basados en silicio se encuentran en pleno desarrollo. La enorme diversidad de propiedades electrostáticas, conductivas y ópticas del SRO, han hecho de este material basado en silicio, uno de los prospectos con enormes posibilidades de aplicación la fotónica. A pesar de la gran diversidad de estudios realizados, aún no existe una caracterización completa y persisten muchas interrogantes, que requieren ser contestadas a fin de obtener un óptimo aprovechamiento de este material en la construcción de dispositivos opto-electrónicos. En este trabajo se efectúa la caracterización infra-roja de películas de SRO con diferentes excesos de silicio, sometidas a diversos tiempos de tratamiento térmico a 1100°C en una atmósfera de N₂. La presencia y evolución de los picos de absorción con el exceso de silicio y los tratamientos térmicos, reflejan los cambios en la composición de la película.

Palabras clave: micro-integración opto-electrónica, materiales, caracterización

I. INTRODUCCIÓN

Desde su nacimiento, la micro-electrónica ha tenido su fundamento en el silicio, desafortunadamente este material es un semiconductor de banda indirecta, así que, es pésimo para el desarrollo de funciones ópticas. Por esta razón, históricamente estas funciones han sido desempeñadas por otro

tipo de materiales, los cuales al no ser compatibles con el silicio, deben ser integrados en un chip separado de los dispositivos electrónicos, conformando componentes híbridos. La continua disminución de tamaño en los dispositivos ópticos y electrónicos ha llevado la micro-integración de estos dispositivos a su límite. Esto ha forzado a la búsqueda de nuevos métodos y materiales que permitan la integración de componentes electrónicos y ópticos en un solo chip, y así continuar con la disminución en la escala de integración. El descubrimiento de propiedades ópticas en películas de silicio nano-cristalizado en 1990 [1], impulsó el interés en la búsqueda y estudio de materiales nano-cristalinos basados en silicio, ya que esto abría la posibilidad de integrar dispositivos electrónicos y ópticos en un solo chip, pudiendo llevar así, el nivel de micro-integración mas allá de los límites previstos. Uno de los materiales nano-cristalinos que mayor interés ha despertado es el óxido de silicio fuera de estequiometría (SiO_x; x<2), conocido como óxido de silicio rico en silicio (SRO). El SRO es un material compuesto por una mezcla de óxido de silicio estequiométrico (SiO₂), óxido de silicio fuera de estequiometría (SiO_x) y silicio elemental. Actualmente el SRO es obtenido a través de una diversidad de técnicas, la mas común de las cuales es la “deposición química de gases en fase vapor a baja presión” (LPCVD) [2]. En esta técnica, el exceso de silicio en la película se controla variando los parámetros de deposición. En base a sus propiedades, son posibles una

enorme diversidad de aplicaciones para el SRO: en la tecnología óptica de transporte y distribución de información, en la construcción de guías de luz, en la construcción de cristales fotónicos, en la construcción de amplificadores ópticos, construcción de antenas, construcción de laser de silicio, para emisores de luz (LEDs), en la construcción de celdas solares, dispositivos de memoria, supresores de picos y dispositivos de un solo electrón, entre otras. Sin embargo para hacer realidad algunas de estas aplicaciones, es necesario optimizar la respuesta óptica de este material y llevar a cabo una caracterización exhaustiva. A pesar de la gran cantidad de estudios realizados a la fecha, persisten aún muchas interrogantes, entre ellas la relacionada con el origen de la emisión óptica (fotoluminiscencia) que emana de este material, después que ha sido estimulado con luz ultravioleta. En este trabajo se efectúa la caracterización infra-roja (IR) de películas de SRO preparadas con diversos excesos de silicio y sometidas a tratamiento térmico. Las inferencias de esta caracterización se comparan con las correspondientes a la caracterización óptica a través de fotoluminiscencia.

II. MÉTODO DE PREPARACIÓN DE MUESTRAS

Las películas de SRO con un espesor de 550 nm fueron obtenidas a través de la técnica LPCVD (Low Pressure Vapour Deposition) utilizando como sustratos, obleas de silicio tipo-n de orientación $\langle 100 \rangle$ y resistividades entre 30 y 50, y $>2000 \Omega\text{-cm}$. Los excesos de silicio en las películas se obtuvieron, ajustando la razón (R_o), entre las presiones parciales de los gases de reacción, silano (SiH_4) y óxido nitroso (N_2O), para cuatro razones diferentes: $R_o = \frac{N_2O}{SiH_4} = 10, 20, 30,$

40

En algunas de las películas, los excesos de silicio fueron estimados a través del

programa de simulación SRIM [3]. Así los porcentajes correspondientes a 10, 20, 30 y 40 son: 11.8, 8.8, 5.5 y 3% respectivamente. Después de la deposición, las películas fueron sometidas a tratamiento térmico (annealing) a 1100°C en atmósfera de N_2 , durante intervalos de tiempo comprendidos entre 30 y 300 minutos. Las mediciones de absorción en el IR, fueron llevadas a cabo con un espectrómetro modelo Brucker 22 efectuando barridos entre 400 y 5000 cm^{-1} con una resolución de 2.0 cm^{-1} en una atmósfera de N_2 bajo temperatura controlada.

III. RESULTADOS

Las figuras 1, 2 y 3 muestran los resultados para absorción infra-roja. Para comparación hemos incluido en las figuras 4 y 5 los resultados correspondientes para mediciones de fotoluminiscencia.

Es evidente en las gráficas de las figuras 1, 2 y 3, la presencia preponderante de los modos de absorción del SiO_2 originados por vibraciones en los enlaces Si-O: fundamentalmente los modos Rocking, Bending y stretching simétrico. Para comparación en la figura 3, hemos graficado también los modos correspondientes al SiO_2 estequiométrico, así mismo para mayor claridad, numeramos los picos de absorción visibles, en la forma siguiente: (1) modo Si-O Rocking ubicado en 458 cm^{-1} ; (2) el modo Si-Si originado por vacancias de oxígeno en 689 cm^{-1} (para $R_o=10$); (3) modo Si-O Bending ubicado en 812 cm^{-1} ; (4) el pico de absorción ubicado en 883 cm^{-1} , atribuido a vibraciones en el compuesto Si_2O_3 ; (5) modo Si-O stretching simétrico en 1086 cm^{-1} y (6) modo Si-O stretching asimétrico en 1177 cm^{-1} . Para los modos Si-O, hemos tomado como referencia la ubicación que poseen en SiO_2 , ya que su ubicación en el óxido no estequiométrico (SiO_x ; $x < 2$) depende fuertemente del exceso de silicio y en menor grado del tiempo de tratamiento térmico (annealing).

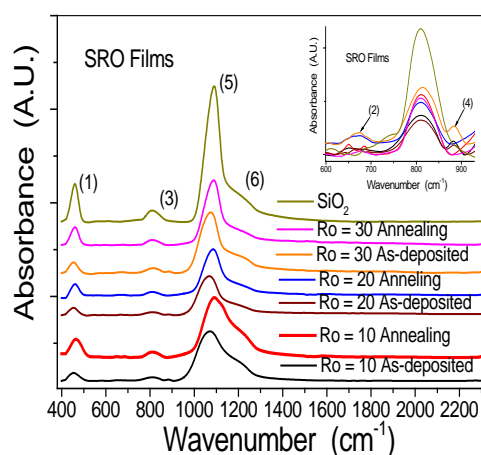


FIGURA 1. Comportamiento de los picos de absorción en películas de SRO, sin y con annealing a 1100°C, para diversos excesos de silicio.

La figura 1 muestra la evolución de los picos de absorción IR, al variar el exceso de silicio, desde 5.5% ($R_o=30$) hasta un exceso de 11.8% ($R_o=10$), para muestras que no han recibido tratamiento térmico (as-deposited) y para muestras con tratamiento térmico (annealing) a 1100°C. En esta figura es evidente una disminución en la magnitud y un aumento en la amplitud media a la mitad de la altura (FWHM), de los picos Stretching simétrico (5) y Rocking (1), al aumentar el exceso de silicio; mientras que el annealing induce un leve aumento en la magnitud y una disminución en la amplitud de los picos. En el recuadro de esta misma figura se muestra la evolución de los picos (2) y (4) al variar exceso de silicio y con la aplicación de tratamiento térmico.

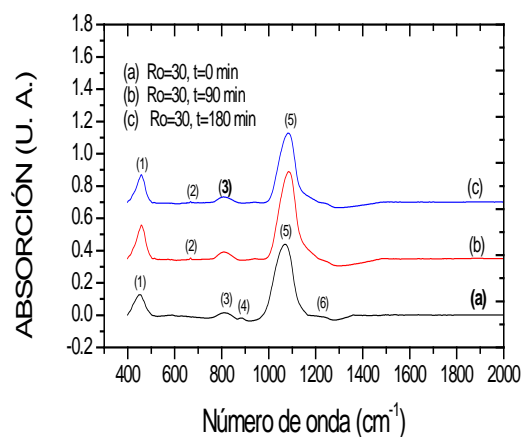


FIGURA 2. Comportamiento de los picos de absorción para películas de SRO con $R_o=30$, $T=1100^\circ\text{C}$ y diversos tiempos de annealing.

La figura 2, corrobora algunas de las observaciones anteriores, así esta figura muestra la existencia de un ligero aumento en la magnitud de los picos (5) y (1), además de una disminución en la amplitud media de éstos al aplicar el annealing.

La figura 3 muestra resultados similares a la figura anterior, para un exceso de silicio diferente ($R_o=40$).

La evolución detallada en la posición de los picos de absorción al variar el exceso de silicio, antes y después de aplicar annealing, se encuentra en la tabla 1. Un análisis global de los valores de tabla, muestra que la evolución más sistemática corresponde a los picos Rocking (1) y stretching (5). El primero no muestra corrimiento en la ubicación al variar el exceso de silicio, mientras que el 2^o muestra un corrimiento muy notorio. Ambos picos muestran aumento en la magnitud y decrecimiento en su FWHM al decrecer el exceso de silicio, es decir al aumentar el valor de R_o .

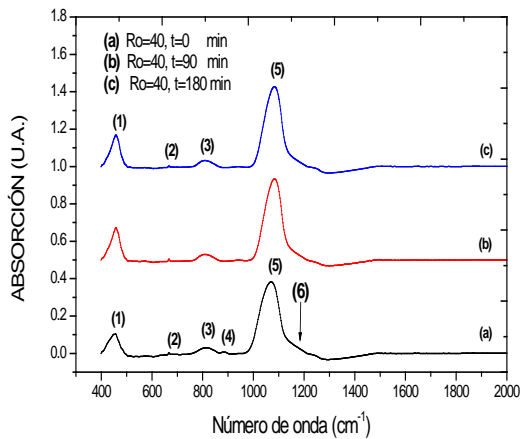


FIGURA 3. Comportamiento de los picos de absorción para películas de SRO con $R_o=40$, $T=1100^\circ\text{C}$ y diversos tiempos de annealing.

Las figuras 4 y 5, muestran la respuesta óptica de las películas a la estimulación ultravioleta (250 nm), es decir su fotoluminiscencia (FL). La figura 4 muestra la respuesta óptica máxima obtenida al variar el tiempo de tratamiento térmico para los 4 excesos de silicio considerados (10, 20, 30 y 40), mientras que la figura 5 muestra la variación en la respuesta óptica al variar el tiempo de tratamiento térmico para un exceso de silicio correspondiente a $R_o=30$.

IV. ANÁLISIS Y DISCUSIÓN

La evolución en la magnitud y en la amplitud media (FWHM) del pico Stretching, usualmente se asocia con cambios en el exceso de silicio y con el grado de “densificación” del óxido de silicio no estequiométrico (SiO_x) [4]. La disminución en la absorción IR (es decir, disminución en la magnitud del pico), es atribuida a un aumento en el exceso de silicio. La disminución en la amplitud de los picos con el annealing, se asocia con una mayor densificación del óxido, debido

fundamentalmente a una disminución en el ángulo de abertura del enlace Si-O-Si [4].

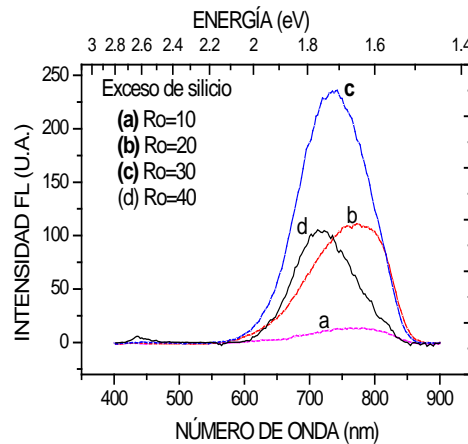


FIGURA 4. Espectros de emisión óptica (FL), para películas con diversos excesos de silicio, $T=1100^\circ\text{C}$ y $t=180$ minutos de annealing.

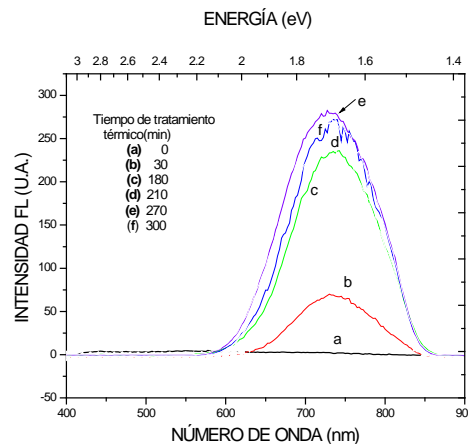


FIGURA 5. Espectros de emisión óptica (FL) para películas con $R_o=30$, $T=1100^\circ\text{C}$ y diversos tiempos de annealing.

El corrimiento del pico stretching simétrico hacia altas frecuencias al decrecer el exceso de silicio o con la aplicación de annealing, es consistente con resultados obtenidos para películas de SiO_2 [4]. Lo primero refleja el

decrecimiento en el exceso, mientras que lo último indica que durante el annealing del SRO hay una liberación y un incremento relativo en el exceso de silicio, producido posiblemente por la presencia inicial de algunos compuestos como el Si_2O_3 y su posterior disociación durante el annealing. El oxígeno liberado durante este proceso, usualmente aplica en el cierre de vacancias (proceso usualmente conocido en la literatura como “pasivación”) o bien escapa de la película, lo primero comúnmente induce un aumento notable en la respuesta óptica del SRO (Fig. 5).

El decrecimiento en la amplitud (FWHM) del pico stretching con el annealing, indica que durante este proceso las películas de SRO adquieren una mayor densificación, efecto que ha sido corroborado a por el aumento en el índice de refracción [5]. Lo anterior indica que el annealing induce un incremento en el contenido relativo de oxígeno, el cual cierra vacancias de oxígeno y densifica la película. El corrimiento por

efecto del annealing alcanza un valor de saturación, después de cierto tiempo, ya no hay más corrimiento aún cuando el tiempo de annealing continúe. Esto debe indicar la saturación con el tiempo de uno o varios procesos que ocurren dentro de la película, ya que este fenómeno también se refleja en la respuesta óptica de la película (Fig. 5) y en el la variación de tamaño de los granos dentro de la película [6].

La escasa presencia y débil magnitud de picos de absorción diferentes a los generados por los modos Si-O en este tipo de películas, no es sorprendente ya que la evolución de compuestos como Si- H_n ($n=1, 2, 3$) o Si-OH (entre otros) y la consecuente formación de componentes volátiles como H_2 o H_2O ocurre a temperaturas mucho menores [7]. Así que, el escape de componentes volátiles de este tipo, debe ocurrir durante los primeros minutos del annealing o más aún, quizás durante los primeros minutos del envejecimiento natural del material.

Tipo de vibración	SiO ₂	Número de onda (SRO) [cm ⁻¹]					
		As-deposited			Annealing		
		10	20	30	10	20	30
(1) Si-O Rocking	458	450	453	450	457	458	458
(2) Si-Si (Vacancias de oxígeno)	-	689	702	669	703	690	677
(3) Si-O Bending	812	815	805	811	810	811	812
(4) Si ₂ O ₃	-	883	885	883	-	-	-
(5) Si-O Stretching simétrico	1086	1057	1061	1065	1088	1080	1082
(6) Si-O Stretching asimétrico	1177	1147	1163	1172	1148	1145	1160

Tabla 1. Comportamiento de la posición (número de onda) de los picos de absorción para SiO₂, y para SRO sin annealing (as-deposited) y con annealing.

El corrimiento en la ubicación del pico stretching alcanza un valor de saturación con el tiempo de annealing, valor de saturación que posiblemente este ligado

con la saturación en el valor de la intensidad de la emisión óptica.

V. CONCLUSIONES Y PERSPECTIVAS

Dado que el barrido IR efectuado incluye frecuencias de vibración que generan los compuestos moleculares más comunes al proceso de crecimiento (LPCVD) de estas películas:

La ausencia de picos de absorción después del annealing de aquellos picos que son atribuibles al SiO_x , indica que los nanocristales formados durante el annealing, deben estar rodeados de una gruesa capa de SiO_2 , y que el proceso de emisión fotoluminiscente (respuesta óptica), necesariamente está asociado, tanto con la presencia de nanocristales como con el efecto de la capa envolvente de SiO_2 .

Actualmente este material ha sido utilizado exitosamente en la construcción de detectores de ultravioleta [8] y como guías de luz [9]; en ambos casos a nivel experimental. Sin embargo la gama de sus posibles aplicaciones es enorme, ya que abarca todas las posibles aplicaciones de un material basado en silicio y con la posibilidad real de formar parte integral de la solución al problema de la micro-integración opto-electrónica, es decir de la integración monolítica (en un solo chip) de dispositivos que desempeñen funciones ópticas y funciones electrónicas.

REFERENCIAS

- [1]. L. T. Canham, *Appl. Phys. Lett.* **57**, 1046 (1990)
- [2]. D. Dong, E.A. Irene and D.R. Young, *J. Electrochem. Soc. Solid State Sci. and Tech.* **125**, 819 (1978)
- [3]. J.F. Zieger, *The Stopping and Range of Ions in Matter*, Vol. 6, Pergamon-Periss (1985)
- [4]. M. Alayo, I. Pereyra, W.L. Scopel and M.C.A. Fantini, *Thin Solid Films* **402**, 154 (2002)
- [5]. A. Luna, A. Aceves and O. Malik a ser publicado (2006)
- [6] A. Gallegos et al. enviado (*New Journal of Physics*) (2006)
- [7]. M. Shu, Y. Han, R.B. Wehrspohn, C. Godet, R. Etemadi and D. Ballutaud, *J. Appl. Phys.* **83**, 5386 (1998)
- [8]. D. Berman-M, M. Aceves-M. et al., "Silicon-rich silicon oxide films boost UV sensitivity", in *Laser Focus World (USA)*, September 2005
- [9]. M.C. Maya, M. Aceves-M. et al. , "Caracterización de guías de onda coplanares (CPPS), con una capa aislante, mediante un simulador electromagnético", SOMI, XIX Congreso Nacional de Instrumentación, MMS19142, 2005

Identificación del modelo paramétrico de un servomecanismo desarrollado sobre la base de un motor de CD, mediante una base ortonormal generalizada.

Chávez Guzmán Carlos Alberto, Rojas Magaña Alejandro, Rodríguez Rogero José.

Coordinador de la carrera de Ingeniero en Mecatrónica.
Universidad Autónoma de Baja California.

Calz. Universidad No. 1, Frac. San Fernando, Tecate Baja California, México, C.P. 21480
Tel. 01 665 654 33 40, correo electrónico: cchavez@uabc.mx

RESUMEN

Este trabajo presenta la metodología a seguir para lograr la identificación en el dominio de la frecuencia de sistemas lineales e invariantes en el tiempo, usando una base ortonormal generalizada. La técnica de identificación mencionada fue aplicada a un servomecanismo desarrollado sobre la base de un motor de CD. El modelo paramétrico obtenido es discreto y su complejidad varía según la exactitud que se requiera. El modelo matemático puede ser utilizado con fines de control.

El algoritmo inicia con la observación de los datos muestreados a la entrada y la salida de la planta, estas señales forman la función de transferencia empírica estimada. A continuación se construyen funciones ortonormales en el espacio de Hilbert \mathfrak{RH}_2 para formar la base ortonormal generalizada, partiendo de funciones de transferencia pasa-todo en donde se incorpora el conocimiento a priori de las dinámicas de la planta a modelar, el cual puede ser obtenido por diversas técnicas, una de ellas es excitar la planta con una entrada escalón, para obtener una aproximación de la ubicación del o los polos dominantes. Tanto las funciones racionales que forman la base ortonormal como la función de transferencia empírica estimada se transforman al dominio de la frecuencia, y utilizando la estructura del error a la salida se resuelve el criterio de mínimos cuadrados, obteniendo como resultado los parámetros estimados.

Los resultados obtenidos al utilizar esta técnica de identificación son excelentes, al analizar su respuesta en magnitud y su fase, además al resolver el problema de mínimos cuadrados donde

la matriz de regresión está compuesta por una base ortonormal, nos da como resultado que el estimado presenta un mejor número de condición.

I. INTRODUCCIÓN

La identificación de modelos de sistemas es una parte muy importante en el análisis y diseño de sistemas de control retroalimentado. Técnicas de identificación de modelos basados en datos en el dominio de la frecuencia se han dirigido principalmente al desarrollo de modelos no paramétricos, los cuales sean utilizados ampliamente en el análisis y diseño clásico de sistemas de control. Durante los últimos 20 años nuevos métodos de diseño de controladores basados en modelos frecuenciales han sido desarrollados, como lo es la técnica de H_∞ , entre otras. Se ha encontrado que a los modelos en la frecuencia se les puede pedir el resaltar características del sistema a controlar en una forma más directa que a los modelos predictivos basados en datos en el tiempo. Ljung [4], hace un amplio análisis sobre identificación con propósito de control.

Landau, [3], aplica técnicas de identificación cuando la planta se encuentra dentro de un bucle de control, obteniendo un modelo con el cual mejora el diseño del controlador. En general, tratar en el dominio de la frecuencia permite una reducción significativa de muestra a partir de grandes cantidades de datos en el dominio del tiempo, mejorando de esta forma la variancia del modelo estimado. Uno de los modelos ampliamente utilizados es el modelo paramétrico de regresión lineal. Este, es una expansión en serie

finita del modelo de función de transferencia en términos de funciones base, De Vries y Van der Hof [1], utilizan como funciones una base ortonormal generalizada introducida por [2]. Una de las propiedades de este método es que se puede introducir conocimiento a priori del sistema a identificar a través de las funciones pasa-todo de la base ortonormal, con lo cual se logra una mejor convergencia y aproximación del modelo. En [1] se formula un criterio de identificación en el dominio de la frecuencia, tomando datos de entrada y salida en el dominio del tiempo. Con esto se genera la función de transferencia empírica estimada en el dominio de la frecuencia, la cual se utiliza para determinar un estimado de los parámetros del modelo regresivo lineal.

El artículo se divide de la siguiente manera: la sección II presenta la teoría de estimación paramétrica con una base ortonormal generalizada, y se aplica a un servomotor de CD, la sección III presenta las conclusiones del presente trabajo.

II. Teoría de estimación paramétrica con una base ortonormal generalizada.

II.1 Modelos paramétricos lineales.

La representación de un modelo paramétrico lineal de una función de transferencia es de la forma:

$$G(z, \theta) = H^T(z)\theta \quad (1)$$

Donde $H^T(z) = [H_1(z), H_2(z), \dots, H_n(z)]$, es un vector de funciones de transferencia y $\theta \in R^n$, es un vector de parámetros. Ya que se asume que $G(z, \theta)$ es propia y estable, comúnmente se toman los elementos de $H^T(z)$ para ser una base del espacio de funciones de transferencia propias, estables y de orden n . En algunas aproximaciones se consideran bases de dimensión infinita, como es el caso de un desarrollo en coeficientes generalizado. Un ejemplo de este tipo de modelos en una expansión finita, es el caso de funciones de transferencia de estructura del denominador fijo:

$$G(z, \theta) = \frac{\theta_1 + \theta_2 z + \dots + \theta_n z^{n-1}}{D_n(z)} \quad (2)$$

$$G(z, \theta) = \sum_{k=1}^n \theta_k H_k(z) = H^T(z)\theta \quad (3)$$

donde $H^T(z) = \frac{1}{D_n(z)} [1, z, \dots, z^{n-1}]$ es el conjunto generador y $\theta^T = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n]$ son los parámetros del sistema. Para el espacio de funciones de transferencia con producto interno:

$$\langle H_i(e^{jw}), H_k(e^{jw}) \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H_i^*(e^{jw}) H_k(e^{jw}) dw \quad (4)$$

Se puede definir una base ortonormal $\{H_k(z)\}$ que satisface:

$$\langle H_i(e^{jw}), H_k(e^{jw}) \rangle = \begin{cases} 1, & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases} \quad (5)$$

Un modelo paramétrico lineal construido con esta base proporcionan ventajas practicas como son: independencia de la estimación de los parámetros al ancho de banda de la señal de excitación y una rápida convergencia, así como ventajas numéricas reflejadas en el número de condición en la estimación de mínimos cuadrados, de los parámetros, comparado con la aplicación de otro tipo de bases.

Prosiguiendo con la aplicación de este tipo de bases, recientemente han sido introducidas lo que se conoce como base ortonormal generalizada. Para una descripción teórica de esta base referirse a [1]. Brevemente, una base ortonormal generalizada puede generarse de una función de transferencia pasa-todo, estable $H_b(z)$, con una realización balanceada $(\Phi_b, \Gamma_b, C_b, D_b)$ a través de la secuencia:

$$W_k(z) = (zI - \Phi_b)^{-1} \Gamma_b H_b^k(z) \quad (6)$$

donde $W_k(z) \in \mathfrak{R}H_2^{n_b \times 1}$, siendo n_b el grado de McMillan de Φ_b . En este caso el modelo parametrizado es de la forma:

$$G(e^{jw}, \theta) = \varphi^T(e^{jw})\theta \quad (7)$$

donde

$$\varphi^T(e^{jw}) = [1 \quad W_0^T(e^{jw}) \quad \dots \quad W_{n-1}^T(e^{jw})]^T \quad (8)$$

es un vector columna con longitud $n_p = n_b n + 1$, donde n_p es el número de parámetros, n es el número de funciones racionales que forman la base ortonormal y θ pertenece al espacio de parámetros $\Theta \in \mathbb{R}^{n_p \times 1}$.

Una de las ventajas de utilizar un modelo lineal parametrizado de la forma (7) es la posibilidad de incorporar información a priori (conjunto de polos) de la planta a modelar, a través de la base del espacio de funciones de transferencia. Para el caso de la base ortonormal generalizada este conocimiento a priori del sistema a modelar se incorpora a través de la función pasa-todo $H_b(z)$ y de esta a las funciones bases $W_k(z)$. Esta incorporación de un conocimiento a priori del sistema incrementa substancialmente la exactitud del modelo. Así por ejemplo para el caso de funciones de transferencia de estructura de denominador fijo, $H_b(z)$ se puede tomar como:

$$H_b(z) = \prod_{i=1}^{N_r} \left(\frac{1 - a_i z}{z - a_i} \right) \left(\prod_{i=1}^{N_c} \frac{(1 - b_i^* z)(1 - b_i z)}{(z - b_i)(z - b_i^*)} \right) \quad (9)$$

donde N_r es el número de polos reales y N_c es el número de polos complejos.

En este trabajo experimental se determinó el modelo paramétrico lineal utilizando una base ortonormal generalizada cuyos resultados se presentan en la sección II.4. A continuación se presenta el problema de mínimos cuadrados para resolver con respecto a los parámetros a estimar θ .

II.2 Estimación Paramétrica.

Se asume que del sistema excitado y con salida medible se obtienen datos discretos de la salida y_k . Con estos datos es posible describir la representación discreta:

$$y_k = G_r(q)u_k + v_k \quad (10)$$

donde $G_r(q)$ es la función de transferencia del sistema y v_k es un proceso estocástico estacionario con media cero, que contamina la medición a la salida para el caso de simular ruido en los sensores.

La señal u_k se asume acotada, determinística cuasi-estacionaria, según lo define Ljung [4].

Para un conjunto N de datos discretos en el tiempo, de la entrada y la medición, se determinan los valores aproximados de $\{u_k\}$ a diferentes frecuencias utilizando la transformada discreta de Fourier:

$$U(e^{jw_l}) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{N-1} u_k e^{-jw_l k} \quad (11)$$

De la misma forma se obtiene $Y(e^{jw_l})$. Para ésta técnica de identificación, la señal de entrada deberá satisfacer la condición $|U(e^{jw_l})| > 0$, para toda frecuencia w_l que esté en el conjunto de frecuencias experimentales

$$\Omega = \{w_1 \ w_2 \ \dots \ w_M\}.$$

donde el subíndice M representa el número de frecuencias que cumplen con la condición anterior. Utilizando las respuestas en la frecuencia derivadas de los datos registrados en el tiempo se obtiene lo que D. De Vries y P. Van den Hof [1], definieron como función de transferencia empírica estimada (FTEE):

$$\frac{Y(e^{jw_l})}{U(e^{jw_l})} \quad (12)$$

Definida para toda w_l en el conjunto Ω . Este conjunto deberá venir en pares complejos conjugados. Ahora se considera el problema de identificación utilizando el método del error-salida en el dominio de la frecuencia. Dada la función paramétrica

$$T_M(\theta) = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \left| \frac{Y(e^{jw_l})}{U(e^{jw_l})} - G(e^{jw_l}, \theta) \right|^2 |K(e^{jw_l})| \quad (13)$$

$$T_M(\theta) = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \left| \frac{Y(e^{jw_l})}{U(e^{jw_l})} - G(e^{jw_l}, \theta) \right|^2 |K(e^{jw_l})|$$

Determinar:

$$\hat{\theta} = \arg \min_{\theta} T_M(\theta) \quad (14)$$

$G(e^{jw_l}, \theta)$ es el modelo parametrizado y $K(e^{jw_l})$ es una función de peso que realza regiones específicas de frecuencias. De (13) se puede derivar

$$\frac{Y(e^{jw_l})}{U(e^{jw_l})} = G_r(e^{jw_l}, \theta_0) + N(e^{jw_l}) + Z(e^{jw_l}) \quad (15)$$

$$\frac{Y(e^{jw_l})}{U(e^{jw_l})} = G_r(e^{jw_l}, \theta_0) + N(e^{jw_l}) + Z(e^{jw_l})$$

donde

$$N(e^{j\omega_1}) = \frac{V(e^{j\omega_1})}{U(e^{j\omega_1})} \quad (16)$$

y $G_r(e^{j\omega_1}, \theta_0) = \varphi^T(e^{j\omega_1})\theta_0$ es el modelo paramétrico con los parámetros reales y $Z(e^{j\omega_1})$ es la dinámica no modelada de la planta. Ahora determinando la FTEE y $N(e^{j\omega_1})$ para cada frecuencia del conjunto Ω se obtienen las matrices:

$$E = \begin{bmatrix} \frac{Y(e^{j\omega_1})}{U(e^{j\omega_1})} & \dots & \frac{Y(e^{j\omega_M})}{U(e^{j\omega_M})} \end{bmatrix}^T = [E_1 E_1^*] \quad (17)$$

$$N = [N(e^{j\omega_1}) \quad \dots \quad N(e^{j\omega_M})] = [N_1 N_1^*]$$

Y utilizando el vector de la base ortonormal generalizada $\varphi(e^{j\omega_1})$ para cada frecuencia se forma la matriz ($M \times n_p$)

$$O = \begin{bmatrix} \varphi(e^{j\omega_1}) \\ \vdots \\ \varphi(e^{j\omega_M}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} O_1 \\ O_1^* \end{bmatrix} \quad (18)$$

donde E_1^* , N_1^* y O_1^* son la parte compleja conjugada del par complejo conjugado de las frecuencias. Resolviendo el problema de mínimos cuadrados con estas matrices el estimado $\hat{\theta}$ se puede construir de la operación:

$$\hat{\theta} = \Psi E \quad (19)$$

donde la matriz Ψ se puede obtener de la solución de la ecuación normal

$$O^* \Delta O \Psi = O^* \Delta \quad (20)$$

Con

$$\Delta = \begin{bmatrix} |K(e^{j\omega_1})|^2 & \dots & |K(e^{j\omega_M})|^2 \end{bmatrix} \quad (21)$$

Una solución para Ψ existe si la matriz $O^* \Delta O$ es no singular. Tal condición se satisface si $M > n_p$.

$$\Psi = (O^* \Delta O)^{-1} O^* \Delta \quad (22)$$

Por lo tanto la función de transferencia estimada del modelo identificado será:

$$G(e^{j\omega_1}, \hat{\theta}) = \varphi^T(e^{j\omega_1}) \hat{\theta} \quad (23)$$

Definiendo matrices semejantes a E y N para $G_r(e^{j\omega}, \theta_0)$ y $Z(e^{j\omega})$ para toda frecuencia en Ω (14) se puede escribir como:

$$E = G_r + N + Z \quad (24)$$

La cual multiplicando por la matriz Ψ por la izquierda se encuentra que el estimado de mínimos cuadrados puede expresarse como:

$$\hat{\theta} = \theta_0 + \Psi N + \Psi Z \quad (25)$$

Según D. De Vries y P. Van den Hof [1], definen el valor esperado y la covariancia de los parámetros estimados como:

$$E[\hat{\theta}] = \theta_0 + \Psi Z$$

$$E[\hat{\theta}\hat{\theta}^T] = \Psi E[NN^*] \Psi^* \quad (26)$$

El valor esperado de $\hat{\theta}$ con respecto a θ_0 claramente se debe principalmente a la dinámica no modelada y la covariancia depende del ruido en los sensores a la salida de la planta. El análisis de las características asintóticas de los parámetros y de la función de transferencia correspondiente indica que el valor estimado de los parámetros tiende a los valores verdaderos cuando el número de frecuencias del experimento tienden a ser muy grandes a pesar de la presencia de dinámicas no modeladas.

II.3 Planteamiento del Experimento.

Con la finalidad de ilustrar la teoría que se explicó en la sección II.1 y II.2, se desarrollará el algoritmo para la identificación de sistemas empleando una base ortonormal generalizada, los pasos a seguir se muestran en la fig. 1.

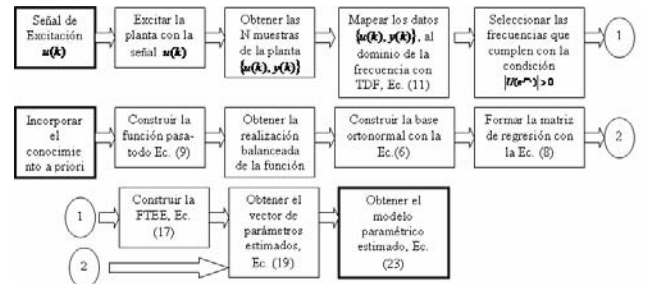


Figura 1. Algoritmo en bloques para la identificación de sistemas empleando una base ortonormal generalizada.

La función de transferencia con la cual se trabajará es un servomecanismo de un motor de CD, que a continuación se presenta:

$$(27)$$

$$G_0(z) = \frac{0.0189z^4 + 0.0688z^3 + 0.0931z^2 + 0.0553z + 0.0121}{z^4 - 3.23z^3 + 4.344z^2 - 2.997z + 0.8831}$$

El experimento se llevará a cabo con la estructura siguiente:

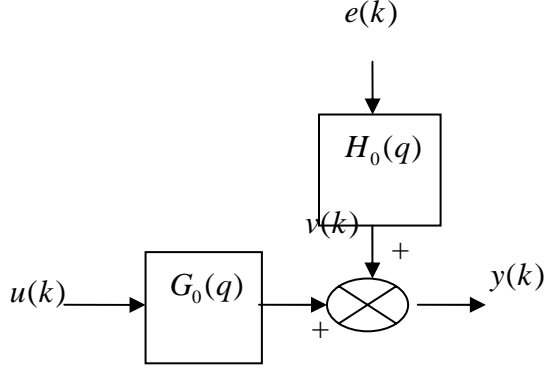


Figura 2 Estructura con ruido a la salida.

donde $G_0(q)$ es la planta real, $e(k)$ es una secuencia de ruido blanco Gaussiano, y $v(k)$ es una realización de un proceso estocástico estacionario que se obtiene de $v(k) = H_0(q)e(k)$, y representa ruido en los sensores, $H_0(q)$ es una función de transferencia propia, estable y de fase mínima, que se propone como:

$$H_0(z) = \frac{0.4889z^2 + 0.289z - 0.1717}{z^2 + 1.263z + 0.3437} \quad (28)$$

Una de las bondades de este algoritmo es el poder introducir información a priori acerca de la dinámica de la planta, con la finalidad de obtener una mejor aproximación a la planta real que se desea modelar. El conocimiento a priori que se obtuvo de la planta, a través de medios experimentales es el siguiente:

$$z_{1,2} = 0.6 \pm j0.7$$

$$z_3 = 0.9991$$

El tiempo de muestreo que se usará es $T_s = 9.267 \times 10^{-5}$ seg.

II.3.1 Construcción de la base ortonormal generalizada.

El procedimiento para formar nuestra base ortonormal generalizada parte del conocimiento a

priori de la planta, con los polos obtenidos del análisis experimental, se forma un filtro pasa-todo estable utilizando (9), dando como resultado:

$$H_b(z) = \frac{-0.8492z^3 + 2.049z^2 - 2.199z + 1}{z^3 - 2.199z^2 + 2.049z - 0.8492} \quad (29)$$

El proceso continua calculando una realización balanceada mínima $(\Phi_b, \Gamma_b, C_b, D_b)$ del filtro pasa-todo $H_b(z)$

$$\quad (30)$$

$$\Phi_b = \begin{bmatrix} 0.6717 & 0.7261 & -0.0034 \\ -0.6819 & 0.5284 & -0.0266 \\ -0.0051 & 0 & 0.9989 \end{bmatrix}$$

$$\Gamma_b = \begin{bmatrix} -0.1470 \\ -0.5051 \\ -0.0458 \end{bmatrix}$$

$$C_b = [0.2896 \quad -0.4399 \quad -0.0375]$$

$$D_b = -0.8492$$

El grado de McMillan de $H_b(z)$ es $n_b = 3$

Como se explicó anteriormente la base ortonormal generalizada se compone de funciones racionales que pertenecen a \mathfrak{RH}_2 , por lo tanto la manera de obtener estas funciones es empleando (6), para un número de funciones $n = 3$

$$W_0(z) = \begin{bmatrix} \frac{-0.147z^2 - 0.1421z + 0.2896}{z^3 - 2.199z^2 + 2.049z - 0.8492} \\ \frac{-0.5051z^2 + 0.9452z - 0.4399}{z^3 - 2.199z^2 + 2.049z - 0.8492} \\ \frac{-0.04582z^2 + 0.05572z - 0.03747}{z^3 - 2.199z^2 + 2.049z - 0.8492} \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$W_1(z) = \begin{bmatrix} \frac{0.1248z^5 - 0.1804z^4 - 0.2139z^3 + 0.7589z^2 - 0.7789z + 0.2896}{z^6 - 4.398z^5 + 8.934z^4 - 10.71z^3 + 7.933z^2 - 3.48z + 0.7212} \\ \frac{0.4289z^5 - 1.838z^4 + 3.421z^3 - 3.485z^2 + 1.913z - 0.4399}{z^6 - 4.398z^5 + 8.934z^4 - 10.71z^3 + 7.933z^2 - 3.48z + 0.7212} \\ \frac{0.03891z^5 - 0.1412z^4 + 0.2467z^3 - 0.2451z^2 + 0.1381z - 0.03747}{z^6 - 4.398z^5 + 8.934z^4 - 10.71z^3 + 7.933z^2 - 3.48z + 0.7212} \end{bmatrix}$$

$$W_2(z) = \begin{bmatrix} \frac{-0.106z^8 + 0.4089z^7 - 0.4625z^6 - 0.5611z^5 + 2.506z^4 - 3.724z^3 + 3.065z^2 - 1.416z + 0.2896}{z^9 - 6.597z^8 + 20.65z^7 - 40.22z^6 + 53.53z^5 - 50.46z^4 + 33.72z^3 - 15.45z^2 + 4.433z - 0.125} \\ \frac{-0.3643z^8 + 2.439z^7 - 7.614z^6 + 14.44z^5 - 18.13z^4 + 15.38z^3 - 8.593z^2 + 2.88z - 0.4399}{z^9 - 6.597z^8 + 20.65z^7 - 40.22z^6 + 53.53z^5 - 50.46z^4 + 33.72z^3 - 15.45z^2 + 4.433z - 0.125} \\ \frac{-0.03305z^8 + 0.1996z^7 - 0.5844z^6 + 1.063z^5 - 1.303z^4 + 1.101z^3 - 0.6256z^2 + 0.2205z - 0.03747}{z^9 - 6.597z^8 + 20.65z^7 - 40.22z^6 + 53.53z^5 - 50.46z^4 + 33.72z^3 - 15.45z^2 + 4.433z - 0.125} \end{bmatrix}$$

El conjunto de funciones racionales $\{W_0(z), W_1(z), W_2(z)\}$ generan un subespacio vectorial en \mathfrak{RH}_2 , en este subespacio se encuentra el mejor estimado de la planta real $G_0(z)$, el

siguiente paso es formar la matriz de regresión (18).

El número de funciones n a considerar en el experimento es de 3, por lo tanto se espera un número de parámetros de:

$$n_p = n_b n + 1 = (3)(3) + 1 = 10 \quad (32)$$

Entre más funciones racionales consideremos para formar la base ortonormal el corrimiento será menor, pero la función de transferencia estimada será más compleja.

II.3.2 Señal de excitación $u(k)$.

Un aspecto muy importante en este experimento es el diseño de la señal con la cual se quiere excitar la planta, dicha señal debe cumplir con ciertas restricciones las cuales son mencionadas a continuación:

a)- $\{u(k)\}$ sea una señal medible (Lebesgue).

$$\|f(k)\|_{2,[0,T]} = \left\{ \sum_{k=0}^N f^* f \right\}^{1/2} < \infty \quad (33)$$

b)- $\{u(k)\}$ sea una señal determinística cuasi-estacionaria en el sentido de Lennart Ljung [4].

$$E[u(k)] = m_u(k), \quad |m_u(k)| \leq C, \quad \forall k \quad (34)$$

$$E[u(k)u(k')] = R_u(k, k'), \quad |R_u(k, k')| \leq C$$

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N R_u(k, k - \tau) = R_u(\tau), \quad \forall \tau$$

c)- Por último que la señal de excitación sea persistente.

Una señal cuasi-estacionaria $\{u(k)\}$ con un espectro $\Phi_u(\omega)$ es una excitación persistente si:

$$\Phi_u(\omega) > 0, \quad \forall \omega \quad (35)$$

Ahora bien si el numerador y el denominador de la planta a excitar tienen el mismo orden n , entonces la señal de excitación persistente debe ser de orden $2n+1$. Esto significa que el espectro $\Phi_u(\omega)$ no deberá tener ceros en $2n+1$ puntos, lo cual es posible generando una señal de excitación compuesta por la suma de $2n+1$ senoides de frecuencia diferentes (Según Lennart Ljung [4])

$$u(k) = \sum_{j=1}^{n+1} u_j \cos(\omega_j k), \quad \omega_j \neq \omega_i, \quad j \neq i, \quad \omega_j \neq 0 \quad (36)$$

A continuación se presenta la señal

$u(k)$ empleada para excitar la planta, ver la siguiente figura.

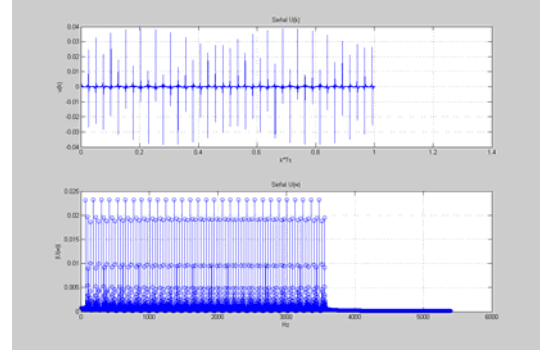


Fig. 3 Señal de excitación $u(k)$, número de muestra por periodo $N_0 = 180$, $r = 60$ periodos, formada por 90 senoides y su espectro de potencia.

II.3.3 Diseño de la señal de ruido limitado en banda.

Por tratarse de un experimento simulado es necesario generar ciertas señales, como es el caso del ruido limitado en banda representado por la secuencia $\{v(k)\}$, esto no sería necesario si se tratara de un experimento real. El proceso para generar el ruido limitado en banda, se realiza en dos fases:

Primero se genera una realización $\{e(k)\}$ de ruido blanco Gaussiano con media cero y variancia σ_e^2 , la cual es muy sencilla de generar con la ayuda de Matlab:

$$ek = randn(1, N);$$

donde se realizó un cambio de variable de la siguiente forma $ek = e(k)$, N es el número de muestras que debe contener la secuencia.

Por último se obtiene la secuencia $\{v(k)\}$, aplicando el ruido blanco Gaussiano $\{e(k)\}$ a la entrada del filtro pasa-banda $H_0(z)$, (28). Este proceso de filtrado es obtenido fácilmente con el comando *filter* de Matlab, de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} [nh, dh] &= tfdata(Hz, 'v'); \\ \forall k &= filter(nh, dh, e); \end{aligned}$$

donde $V_k = v(k)$ es la secuencia limitada en banda y $[nh, dh]$ son el polinomio del numerador y del denominador $H_0(z)$.

A continuación se presenta la señal $v(k)$ formada por 10800 muestras, dicha señal como ya se explicó anteriormente, es ruido que se suma a la salida de la planta.

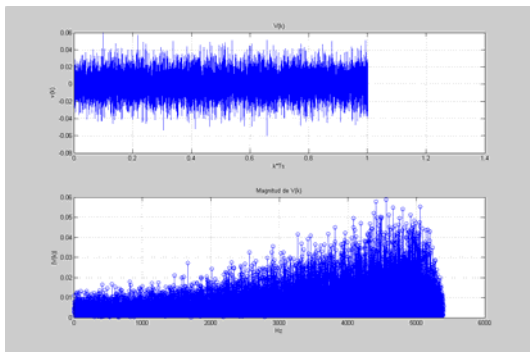


Fig. 4 señal $v(k)$ formada por 10800 muestras y su espectro de potencia.

II.3.4 Señal de salida $y(k)$.

La respuesta de la planta se obtiene al aplicar la señal $u(k)$ a la entrada de la planta $G_0(z)$ y a su salida se le suma ruido limitado en banda $v(k)$, a continuación se presentan los comando de matlab para hacer posible dicha señal de salida.

```
Yt = lsim(Gz,U,K);
Y = Yt + V';
```

La respuesta de la planta $y(k)$ se muestra en la siguiente figura 5.

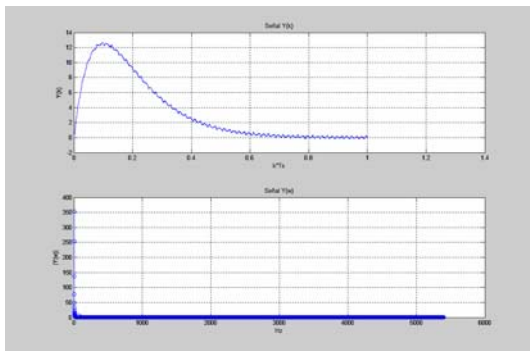


Fig. 5 Respuesta $y(k)$ de la planta y su espectro de potencia.

II.4 Resultados Experimentales.

Aplicando la transformada discreta de Fourier (11) a la secuencia $\{u(k), y(k)\}$ y analizando sólo las frecuencias que cumplen con la condición (35), se forma el vector Ω y se procede a formar la función de transferencia empírica estimada E de la forma como se expresa por (17), este vector no se muestra por que tiene una dimensión poco práctica $\dim(E) = 676 \times 1$.

Habiendo formado el vector E se prosigue a formar la matriz de regresión O (18) en el dominio de la frecuencia, de nuevo se aclara que esta matriz no se muestra debido a su tamaño y complejidad.

Por último, para obtener el vector de parámetros estimados se debe resolver el problema de mínimos cuadrados en el dominio de la frecuencia por (19). La dimensión del vector de parámetros estimados varía según el número de funciones racionales que se hayan considerado.

Por ejemplo el resultado del vector de parámetros para $n = 3$ funciones racionales es el siguiente:

$$\hat{\theta} = [0 \ 1739 \ 535 \ -5391 \ 152 \ 295 \ -52287 \ 1.9 \ -0.6 \ 1508]^T \quad (37)$$

para $n = 2$ funciones racionales, tenemos:

$$\hat{\theta} = [-1.1 \ 1699 \ 52.2 \ -5242 \ 18.6 \ 30 \ -5227.1]^T \quad (38)$$

El cálculo de la función de transferencia estimada en el dominio de la frecuencia se realiza con (23), el bode de esta ecuación se presenta de la fig. 6 a la fig. 8.

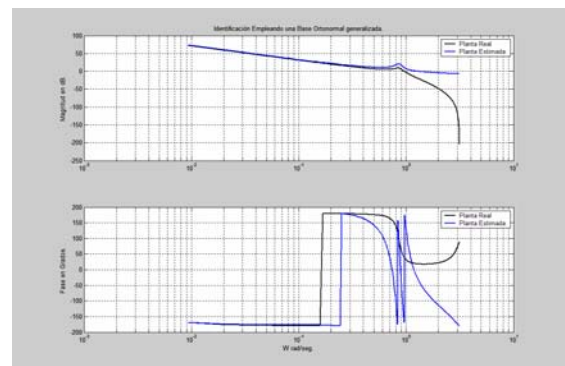


Fig. 6 Bode del Modelo estimado y la planta real, $n = 3, M = 338$

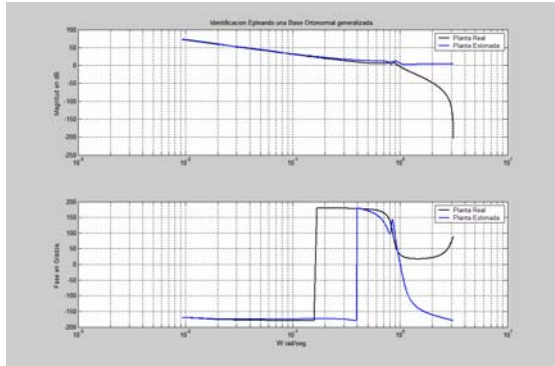


Fig. 7 Bode del Modelo estimado y la planta real,
 $n = 2, M = 338$

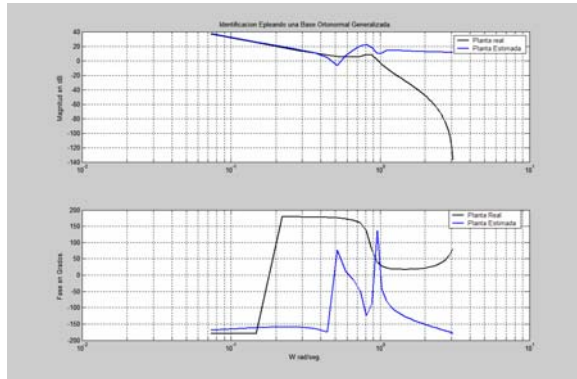


Fig. 8 Bode del Modelo estimado y la planta real,
 $n = 3, M = 43$

Existen 3 factores que afectan a nuestro experimento y estos son: el número de frecuencias a considerar M , el número de funciones racionales para formar la base ortonormal y la relación señal a ruido (SNR), cada uno de estos factores afectan nuestro experimento de manera diferente. En la gráficas observamos la relación de cambio en el número de funciones racionales n y el número de frecuencias muestras M consideradas y se observa claramente que no hay una diferencia muy grande al variar el número de funciones racionales, en cambio si variamos el número de frecuencias muestras el resultado es muy marcado en las altas frecuencias como se puede observar en la figura 8.

III. CONCLUSIONES

El algoritmo de identificación empleando una base ortonormal generalizada presenta notables ventajas en comparación con otros métodos que reporta la literatura, tales ventajas son: presenta un mejor número de condición numérica en la solución del problema de mínimos cuadrados, aprovecha la información a priori que se tiene de la planta para obtener un mejor modelo estimado, se obtiene una representación reducida de la función de transferencia estimada, independencia entre el ancho de banda y el número de parámetros, es capaz de operar bajo una relación señal a ruido de hasta 20dB, y permite resaltar ciertas frecuencias de interés donde la dinámica de la planta es más compleja.

Una desventaja del método de identificación por medio de la base ortonormal es lo complicado de implementarlo en una plataforma como por ejemplo MatLab.

IV. REFERENCIAS

- [1] De Vries Douwe K. Y den Hof Van M.J., “*Frequency domain identification with generalized orthonormal basis functions*”. IEEE Trans. Aut. Contr. Vol. 43, No.5 ,pp. 656-669, 1998.
- [2] Heuberger P.S.C. ; Van den Hof; P.M.J. , y Bosgre O.H., “*A generalized orthonormal basis for linear dynamic systems*”, IEEE Trans. Aut. Contr., Vol. 40, pp 451-465, 1995.
- [3] Landau I.D., Lozano R. Y M’Saad M., “*Adaptive control*”, Springer Verlag, 1998.
- [4] Ljung L., ”*System identification - theory for the user*”, Prentice Hall, 1987.
- [5] Ninness Brett Martín y Gustafsson Fredrik, “*A unifying construction of orthonormal bases for system identification*”, Technical report EE9433, University of Newcastle, Australia, 1994.

Autor.

M.C. Carlos Alberto Chávez Guzmán, Ingeniero en Electrónica, Universidad Autónoma de Baja California, Calzada Universidad No. 1, Fracc. San Fernando, Tecate Baja California, C.P. 21480,

México, Tel y Fax: 01 665 6 54 33 40 y 6 54 54 81, cchavez@uabc.mx.

Co-autores.

M.C. Alejandro Rojas Magaña, Ingeniero Electromecánico, Universidad Autónoma de Baja California, Calzada Universidad No. 1, Fracc. San Fernando, Tecate Baja California, C.P. 21480, México, Tel y Fax: 01 665 6 54 33 40 y 6 54 54 81, arojas@uabc.mx.

Ing. José Rodríguez Rogero, Ingeniero Industrial, Universidad Autónoma de Baja California, Calzada Universidad No. 1, Fracc. San Fernando, Tecate Baja California, C.P. 21480, México, Tel y Fax: 01 665 6 54 33 40 y 6 54 54 81, rogerorod@uabc.mx.

CONTROL DIRECTO DEL PAR DE ALTO DESEMPEÑO PARA MOTORES DE INDUCCIÓN UTILIZANDO LA TARJETA dSPACE-SIMULINK

Gabriel Calzada Lara, Felipe Pazos Flores.

Centro de Investigación y Estudios de Posgrado
Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma de San Luis Potosí
Av. Manuel Nava No. 8, Zona Universitaria, C.P. 78290
San Luis Potosí, S.L.P., México, Tel/Fax: 52-01-444-8173381
E-mail: gabcalar@hotmail.com, fpazos@uaslp.mx

Resumen

Uno de los objetivos de este trabajo es utilizar una herramienta muy poderosa (tarjeta dSpace-1103) que nos es muy útil para migrar de la simulación realizada en *MatLab-Simulink*, hacia la implementación real de sistemas de control, en este caso el control de motores de inducción utilizando el DTC (Control Directo del Par). El segundo objetivo consiste en desarrollar una estrategia de control que permita limitar la corriente que se presenta en el arranque del motor, ya que ésta es de 6 a 8 veces la corriente nominal, lo que origina que los dispositivos de potencia (en este caso IGBT's) sean sometidos a grandes esfuerzos.

Palabras Clave – Tarjeta dSpace-1103, Motor de inducción, Control Directo del Par (DTC), Limitación de la corriente de arranque de un motor de inducción, Observador Adaptable por Modos Deslizantes.

I. INTRODUCCIÓN

Los beneficios obtenidos como consecuencia de algunas de las características más sobresalientes de los motores de inducción tales como el amplio rango en el que se puede variar su velocidad, el desarrollo de un mayor par, y su inherente robustez, son pagados de alguna manera por los dispositivos de velocidad variable debido a que necesitan esquemas de control más sofisticados

para un funcionamiento aceptable con un alto desempeño. En la mayoría de los motores de inducción puede ser suficiente con un dispositivo que varíe la velocidad bajo un esquema de control escalar (Volts/Hertz) para lograr un mejor aprovechamiento de la energía, y mantener un amplio rango de velocidad variable. Sin embargo, para una respuesta rápida de par, se requieren dispositivos de velocidad variable de alto desempeño comandados por medio del control vectorial.

De la misma manera, una respuesta transitoria rápida y robusta puede ser obtenida por otras técnicas de control no lineales, tales como la linealización por retroalimentación y el control desacoplado entrada-salida, los cuales aún no tienen una amplia difusión en la industria. El control vectorial en la actualidad, ha llegado a ser una tecnología madura con un mercado considerable. Para poder aplicar los esquemas de control mencionados con anterioridad, se requiere una cantidad importante de cálculos en línea, si se desea una respuesta de par rápida, robusta y precisa.

De acuerdo a lo mencionado anteriormente, es necesario citar al Control Directo del Par (DTC), que es un esquema de control que produce una respuesta transitoria de par bastante rápida y robusta. El principio del DTC para motores de inducción fue desarrollado en 1985 y 1986 por Takahashi y Noguchi [16], y generalizado para todos los motores de corriente alterna en 1988. En 1995 el DTC salió al mercado para los motores de inducción y ahora ya

es utilizado para una amplia gama de potencias desde 0.75 kW hasta 2 MW, con el control desarrollado prácticamente en el mismo “hardware” y el mismo “software”.

Algunas de las ventajas al utilizar el Control Directo del Par son por ejemplo que la estructura del control es más sencilla, solo requiere dos comparadores de histéresis y un controlador de velocidad del tipo PI o de posición PID (si se desea); mientras que algunas otras técnicas de control requieren hasta cuatro controladores PI y un modulador (PWM). Esto hace que el DTC tenga por consiguiente una respuesta dinámica superior. Además, el DTC basa su funcionamiento en un modelo más sencillo del motor de inducción comparado con el modelo utilizado en otros esquemas de control. Su comportamiento es robusto contra la variación de la mayoría de los parámetros (solo necesita el valor de la resistencia del estator).

No obstante, una de las limitaciones del DTC es su dependencia de la resistencia del estator para poder estimar el flujo del estator ya que éste no está disponible para medición. La variación de la resistencia debido al cambio de la temperatura empeora el comportamiento del accionamiento, particularmente a baja velocidad donde la caída de la tensión a través de la resistencia constituye una parte importante de la tensión aplicada al motor. Para resolver el inconveniente mencionado con anterioridad, se han realizado diversos trabajos en los que se proponen esquemas y algoritmos para estimar la resistencia del estator en línea [3] y [13] (por ejemplo).

Además, la ondulación del par generada al aplicar el DTC convencional produce vibraciones en el motor y dificulta la aplicación del control en el rango de bajas velocidades. Aunque el DTC ofrece un buen comportamiento dinámico y respuesta rápida del par, la corriente al arranque del motor alcanza valores altos (cuando se desea arrancar a velocidad nominal). Si estos valores no estropean los interruptores del inversor van a acortar su vida a lo largo del funcionamiento del mismo.

II. MÉTODO

Centrados en los problemas mencionados anteriormente, se propone una técnica de control que se desarrolla a continuación, donde se modifica el DTC convencional agregando un controlador por histéresis para delimitar la corriente de arranque, e insertando un observador adaptable por modos deslizantes que nos permite obtener el flujo del rotor y las resistencias tanto de rotor como de estator por medio de un estimador.

a) Modelo del motor de inducción.

Una aproximación natural para obtener las ecuaciones que rigen el comportamiento del motor de inducción consiste en considerar al mismo como una máquina eléctrica formada por bobinas acopladas en movimiento relativo, y luego se trata de resolver las ecuaciones de estado para cada fase directamente en el dominio del tiempo. Aunque la aproximación es completamente legítima, se encontraría una dificultad inmediata; los estados de las ecuaciones están acoplados, además de que los coeficientes de dichas ecuaciones varían con el tiempo, lo que da como resultado un conjunto de ecuaciones diferenciales no lineales con coeficientes variantes en el tiempo. Rara vez se pueden obtener con facilidad soluciones explícitas para este sistema de ecuaciones; por lo que se debe recurrir a diversas técnicas para poder solucionar dicho sistema, tales como la linealización, la transformación de coordenadas y la suposición de hipótesis sobre algunos parámetros de la máquina con fines de simplificación que son válidos en la práctica [10], [11], [12] y [15].

Finalmente, después de simplificar en gran medida el modelo del motor de inducción, considerando que se tiene acceso a la medición de velocidad, haciendo una transformación del sistema trifásico al sistema coordinado de ejes α y β que se mantienen fijos y se relacionan con el estator, y suponiendo que algunos parámetros, como por ejemplo las inductancias de los devanados de la máquina, siempre se mantienen constantes, se llega al siguiente sistema de ecuaciones que logra imitar

el comportamiento real del motor en condiciones normales de funcionamiento:

$$\begin{bmatrix} i_{S\alpha\beta} \\ \lambda_{R\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma\mathcal{L}_S} \left(R_S + R_R \frac{M^2}{\mathcal{L}_R^2} \right) \mathbf{I} & \frac{M}{\sigma\mathcal{L}_S\mathcal{L}_R} \left(\frac{R_R}{\mathcal{L}_R} \mathbf{I} - \mathbf{J}\omega \right) \\ \frac{MR_R}{\mathcal{L}_R} \mathbf{I} & -\frac{R_R}{\mathcal{L}_R} \mathbf{I} + \mathbf{J}\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S\alpha\beta} \\ \lambda_{R\alpha\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma\mathcal{L}_S} \mathbf{I} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{v}_{S\alpha\beta} \quad (1)$$

donde,

$$\mathcal{L}_S = L_S - M_S, \quad \mathcal{L}_R = L_R - M_R, \quad M = \frac{3}{2} M_{SR}, \quad \sigma = 1 - (M^2 / \mathcal{L}_S \mathcal{L}_R)$$

$$i_{S\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix}, \quad \lambda_{R\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \lambda_{R\alpha} \\ \lambda_{R\beta} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{S\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{S\alpha} \\ v_{S\beta} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Los valores con subíndices S se refieren a cantidades del estator y R a las del rotor, además de que los valores de los parámetros de la máquina (resistencias e inductancias) se representan por fase. El modelo anterior nos permite relacionar las corrientes del estator de la máquina (\mathbf{i}) en las coordenadas α y β con los flujos en el rotor (λ), teniendo como entrada de control el voltaje aplicado a los devanados del estator (\mathbf{v}), que es precisamente el voltaje a la salida que se va a controlar directamente en el inversor mediante el DTC.

b) Principios y funcionamiento del DTC.

La idea básica del DTC es calcular los valores instantáneos del par y del flujo a partir de las variables del estator de la máquina. El par y el flujo se controlan directamente y de forma independiente mediante la selección óptima de los estados de conmutación del inversor y limitando los errores de los mismos mediante controladores de histéresis. En la Figura 1 se muestra el diagrama de bloques básico del DTC. La estrategia del DTC es clara. El par del motor se controla efectivamente con la rotación del vector de voltaje del estator utilizando estados de conmutación adecuados. En el mismo tiempo se controla la magnitud del vector del flujo de estator, es decir, con la utilización de los estados de conmutación del inversor. Este valor se puede cambiar según los requisitos de la consigna del flujo y el par. Los detalles del funcionamiento se pueden obtener en la siguiente sección.

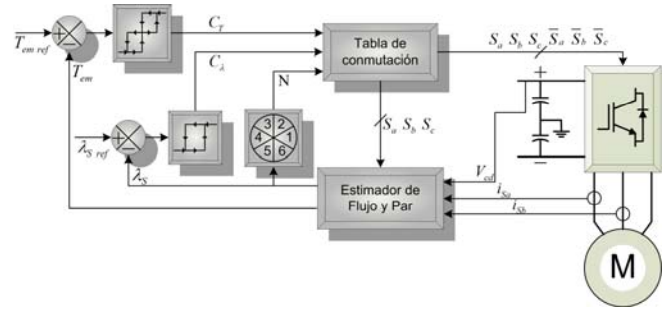


Figura 1. Estructura general del DTC

Según la Figura 1, los valores calculados del par y del flujo se comparan con sus consignas. Los errores entran en los controladores de histéresis, cuyas salidas son señales lógicas de valores discretos (1, -1, 0) que se aplican a la tabla de conmutación, la cual junto con el valor numérico de uno de los seis sectores en los que se encuentra el vector de flujo, elige uno de los ocho estados posibles para generar el vector espacial de la tensión de salida del inversor, definiendo los valores que se deben generar para controlar los estados de conmutación de los interruptores de potencia por medio de las seis señales que son enviadas a las compuertas de dichos dispositivos [20].

Cabe mencionar que los valores tanto de flujo como de par de la máquina son calculados por medio de un estimador, ya que dichas variables no son fácilmente medibles, por lo que se deben utilizar mediciones disponibles, que en este caso, son los valores de dos corrientes del estator del motor y el valor del voltaje en el bus de corriente directa que alimenta al inversor. Pero además, para poder estimar dichos valores de par y flujo, el estimador necesita como retroalimentación los valores de los estados de conmutación generados por la tabla y aplicados a los interruptores de potencia.

c) Limitación de la corriente de arranque.

Con los resultados experimentales obtenidos, la corriente al arranque para el motor utilizado en las pruebas, sin ningún control, es de alrededor de ocho veces la corriente nominal, y con el control se logra disminuir un poco (al arrancar a velocidad nominal). Para tratar de resolver esta problemática, se recurre a un control en lazo cerrado de la corriente del estator

a través de un controlador por banda de histéresis (Figura 2) que actúa sobre la magnitud del vector I_S formado por las componentes α y β obtenidas al aplicar la transformación de coordenadas a las tres corrientes del estator.

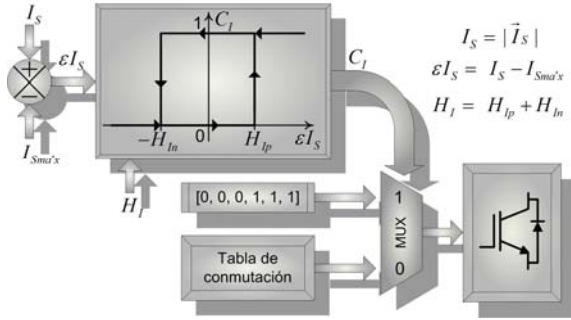


Figura 2. Controlador por banda de histéresis para la magnitud del vector de corriente del estator (I_S).

Como se puede observar, el controlador utilizado es muy parecido a los controladores para el flujo y el par, con la única diferencia que aquí se utiliza un elemento extra para poder ejercer el control directo sobre el inversor, dicho elemento es un seleccionador (“multiplexor”) con el cual se decide si se aplica un vector cero al inversor cuando la corriente alcanza el límite máximo determinado por el valor de $I_{Smáx}$ ($C_I = 1$), o si se elige un vector determinado por la tabla de conmutación del DTC cuando la corriente excede su límite mínimo ($C_I = 0$).

d) Observador Adaptable por Modos Deslizantes (OAMD).

El observador utilizado en este trabajo es un observador adaptable por modos deslizantes [6], el cual estima tanto las componentes del flujo del rotor, como las componentes de la corriente del estator en el marco de referencia estático (α - β), usando un sistema de ecuaciones que describen el comportamiento del motor. Los parámetros del motor estimados, resistencia del estator y del rotor (\hat{R}_S y \hat{R}_R), son obtenidos utilizando una relación adicional proveniente de una función de Lyapunov propuesta. Cabe mencionar, que analizando la función de Lyapunov, también puede obtenerse la velocidad del motor mediante otra ecuación auxiliar que sería bastante útil en aplicaciones

donde se desee trabajar sin sensor de velocidad. La propiedad principal de este observador, es su robustez frente a variaciones térmicas (variaciones de las resistencias de rotor y estator) [18], suministrando además, el valor de R_S necesario para un buen desempeño del DTC.

Se asume que el observador no lineal por modos deslizantes se compone de dos partes fundamentales, la primera, es una copia o imagen del sistema, en este caso el modelo del motor, y la otra parte se compone de la ganancia del observador (Λ) que actúa como corrector sobre el error de estimación (S). De esta manera, se puede expresar el modelo del observador de estados de orden completo de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{S\alpha\beta} \\ \dot{\hat{\lambda}}_{R\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma\mathcal{L}_S} \left(\hat{R}_S + \hat{R}_R \frac{M^2}{\mathcal{L}_R^2} \right) \mathbf{I} & \frac{M}{\sigma\mathcal{L}_S\mathcal{L}_R} \left(\frac{\hat{R}_R}{\mathcal{L}_R} \mathbf{I} - \mathbf{J}\omega \right) \\ \frac{M\hat{R}_R}{\mathcal{L}_R} \mathbf{I} & -\frac{\hat{R}_R}{\mathcal{L}_R} \mathbf{I} + \mathbf{J}\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{S\alpha\beta} \\ \hat{\lambda}_{R\alpha\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma\mathcal{L}_S} \mathbf{I} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} v_{S\alpha\beta} + \Lambda[\text{sign}(S)] \quad (2)$$

donde,

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \Lambda_S \\ \Lambda_R \end{bmatrix}, \quad \Lambda_S = \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix}, \quad \Lambda_R = \begin{bmatrix} \Lambda_{R11} & \Lambda_{R12} \\ \Lambda_{R21} & \Lambda_{R22} \end{bmatrix}$$

$$\hat{\lambda}_{R\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{R\alpha} \\ \hat{\lambda}_{R\beta} \end{bmatrix}, \quad S = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{S\alpha} - \hat{i}_{S\alpha} \\ i_{S\beta} - \hat{i}_{S\beta} \end{bmatrix}$$

La ganancia del corrector para las variables de estator Λ_S es determinada de manera que asegure la convergencia de la corriente estimada hacia la corriente real del mismo (haciendo converger S a cero). Dicha convergencia se puede asegurar empleando el método de Lyapunov, donde se propone una función candidata V definida de la siguiente forma:

$$V = \frac{1}{2} S^T S = \frac{1}{2} (s_1^2 + s_2^2) \quad (3)$$

Para asegurar que la variable estimada converja a la variable real, se debe forzar a que la derivada de V con respecto al tiempo sea estrictamente negativa, por lo que:

$$\dot{V} = s_1\dot{s}_1 + s_2\dot{s}_2 = s_1 \{f_1 - \delta_1 \text{sign}(s_1)\} + s_2 \{f_2 - \delta_2 \text{sign}(s_2)\} < 0 \quad (4)$$

donde,

$$f_1 = \frac{M}{\sigma\mathcal{L}_S\mathcal{L}_R} \left(\frac{R_R}{\mathcal{L}_R} \epsilon_{\gamma_{R\alpha}} + \omega \epsilon_{\gamma_{R\beta}} \right), \quad f_2 = \frac{M}{\sigma\mathcal{L}_S\mathcal{L}_R} \left(-\omega \epsilon_{\lambda_{R\alpha}} + \frac{R_R}{\mathcal{L}_R} \epsilon_{\lambda_{R\beta}} \right)$$

$$\epsilon_{\lambda_{R\alpha}} = (\lambda_{R\alpha} - \hat{\lambda}_{R\alpha}) \quad \epsilon_{\gamma_{R\beta}} = (\lambda_{R\beta} - \hat{\lambda}_{R\beta})$$

finalmente observando (4) se pueden determinar las restricciones que deben tener las ganancias que aseguran la convergencia de \mathbf{S} a cero:

$$\delta_1 > |f_1| \quad \delta_2 > |f_2| \quad (5)$$

La determinación de la ganancia del corrector para las variables del rotor Λ_R puede obtenerse del análisis de la dinámica del error de estimación para el flujo, proponiendo que las ganancias de corrección se relacionen de la siguiente manera con los errores:

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_{\lambda_{R\alpha}} \\ \dot{\varepsilon}_{\lambda_{R\beta}} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{\lambda_{R\alpha}} \\ \varepsilon_{\lambda_{R\beta}} \end{bmatrix}, \quad \text{con } q_1, q_2 > 0 \quad (6)$$

relacionando lo anterior con (2) e igualando la dinámica del error para la corriente con cero ($\dot{\mathbf{S}} = 0$),

$$\Lambda_R = \frac{\sigma \mathcal{L}_s \mathcal{L}_R}{M \beta} \begin{bmatrix} \delta_1 \left(\frac{R_R}{\mathcal{L}_R} q_1 - \beta \right) & -\delta_2 q_1 \omega \\ \delta_1 q_2 \omega & \delta_2 \left(\frac{R_R}{\mathcal{L}_R} q_2 - \beta \right) \end{bmatrix}, \quad \text{con } \beta = \frac{R_R^2 + \mathcal{L}_R^2 \omega^2}{\mathcal{L}_R^2} \quad (7)$$

Los resultados de las diferencias entre los valores estimados de flujo y corriente y sus valores reales, suelen notarse más si las resistencias tanto del rotor como del estator no se mantienen fijas. Es por ello que para el mejor desempeño de este observador es necesario un mecanismo que permita conocer los valores reales de las resistencias. Dicho mecanismo se puede diseñar desde el punto de vista del control adaptable analizando la función candidata de Lyapunov y tratando de obtener información de la misma. El mecanismo adaptable resultante permite estimar las resistencias de rotor y estator para poder usarlas como retroalimentación hacia el observador y lograr un mejor desempeño del mismo, además de que se aprovecha el valor estimado de la resistencia del estator para insertarlo en el algoritmo del DTC, ya que ahí también es necesario conocer la variación de este parámetro.

Retomando la función candidata de Lyapunov (3), que se propuso para asegurar la convergencia del observador, y una vez analizando el desarrollo de su derivada con respecto al tiempo, se puede notar que no es la misma si ahora no se hace la

consideración de que las resistencias estimadas de rotor y estator son iguales a sus valores reales correspondientes. Como en un principio se hace la suposición de que las resistencias estimadas son iguales a las reales, algunos términos de (4) se eliminan, pero sin hacer tal suposición, se obtiene una derivada diferente a la anterior para la misma función candidata, que contiene elementos extras (perturbaciones) que son los que deben ser compensados mediante el mecanismo adaptable para las resistencias, debido a esto, se debe definir una segunda función de Lyapunov que nos permita realizar la compensación:

$$V_1 = V + \frac{(R_s - \hat{R}_s)^2}{2a_1} + \frac{(R_R - \hat{R}_R)^2}{2a_2}, \quad \text{con } a_1, a_2 > 0 \quad (8)$$

Al calcular la derivada con respecto del tiempo de la nueva función de Lyapunov, se debe asegurar que sea igual a (4), por lo que para esto es necesario que:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{R}}_s &= -\frac{a_1}{\sigma \mathcal{L}_s} (s_1 i_{s\alpha} + s_2 i_{s\beta}) \\ \dot{\hat{R}}_R &= -\frac{a_2 M^2}{\sigma \mathcal{L}_s \mathcal{L}_R^2} \left\{ s_1 \left(i_{s\alpha} - \frac{\hat{\lambda}_{R\alpha}}{M} \right) + s_2 \left(i_{s\beta} - \frac{\hat{\lambda}_{R\beta}}{M} \right) \right\} \end{aligned} \quad (9)$$

e) Resultados experimentales del DTC de alto desempeño.

Describiendo brevemente el equipo utilizado en las pruebas experimentales, se utilizó un inversor de tensión trifásico para alimentar a un motor de inducción tipo jaula de ardilla controlado a través del sistema “*dSPACE*”. El sistema de potencia consta de un rectificador trifásico tipo puente a la entrada (construido con diodos), un par de capacitores que forman el bus de corriente directa, y finalmente el inversor de tensión trifásico tipo medio puente de seis interruptores de potencia, en este caso IGBT's.

El sistema está diseñado para proveer un máximo de 30 Arms por fase, con un voltaje trifásico máximo de alimentación de 480 Vrms, y una frecuencia de conmutación de los interruptores de 20 kHz con la capacidad de entregar una potencia trifásica de salida de 20 kVA. Algunos parámetros del motor utilizado son: $R_s = 7.75 \, \Omega$, $R_R = 2.95 \, \Omega$, $\mathcal{L}_s = \mathcal{L}_R = 0.47 \, \text{H}$, $M = 0.44 \, \text{H}$, $\sigma = 0.1236$, $J =$

0.03 kg-m², $p = 4$, velocidad nominal 1750 rpm, voltaje de alimentación 220 V_{RMS} a una frecuencia de 60 Hz, corriente a plena carga de 4.2 A_{RMS} por fase, par a plena carga de 6.1 N-m, potencia nominal de 1.5 hp con factor de servicio de 1.

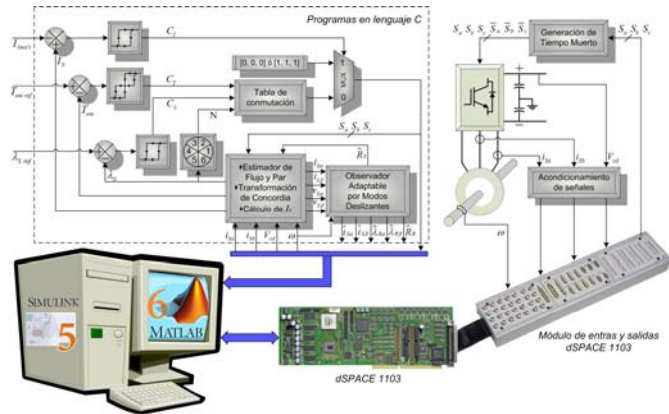


Figura 3. Esquema general del DTC de alto desempeño.

Como se mencionó anteriormente, las pruebas se realizan en tiempo real por medio de un sistema de adquisición de datos que funciona desde "simulink".

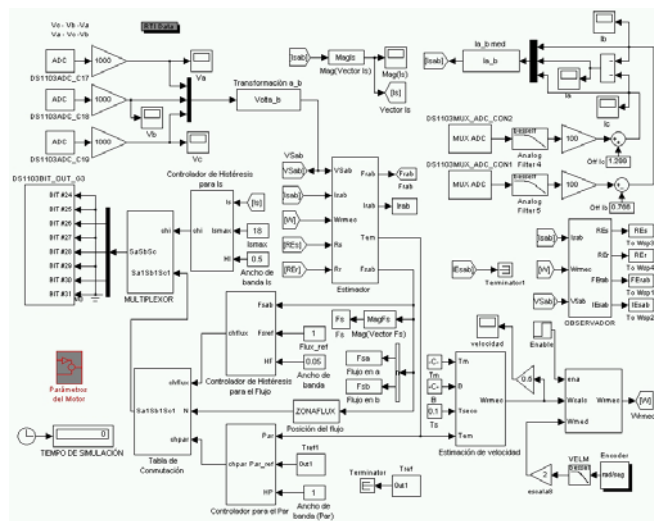


Figura 4. Diagrama por bloques del DTC de alto desempeño.

A continuación se presentan resultados experimentales del sistema propuesto funcionando en diferentes situaciones de carga y en diferentes rangos de velocidad:

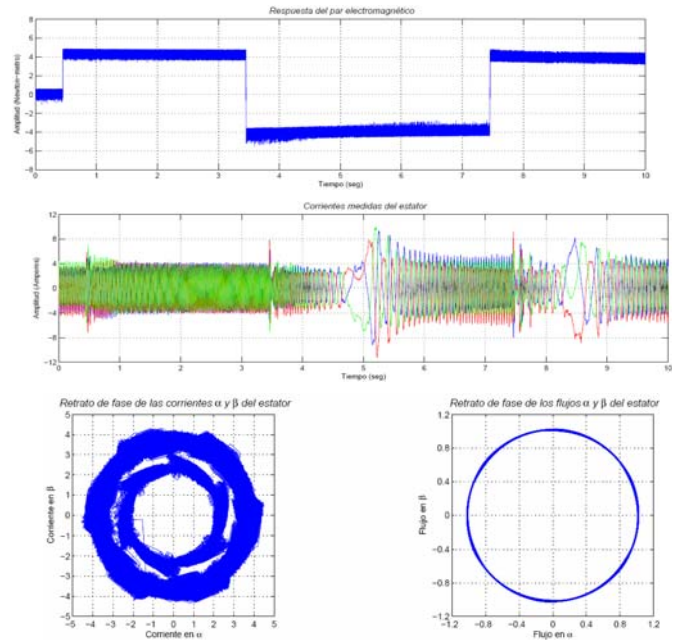


Figura 5. Comportamiento del DTC de alto desempeño ante la variación abrupta de carga.

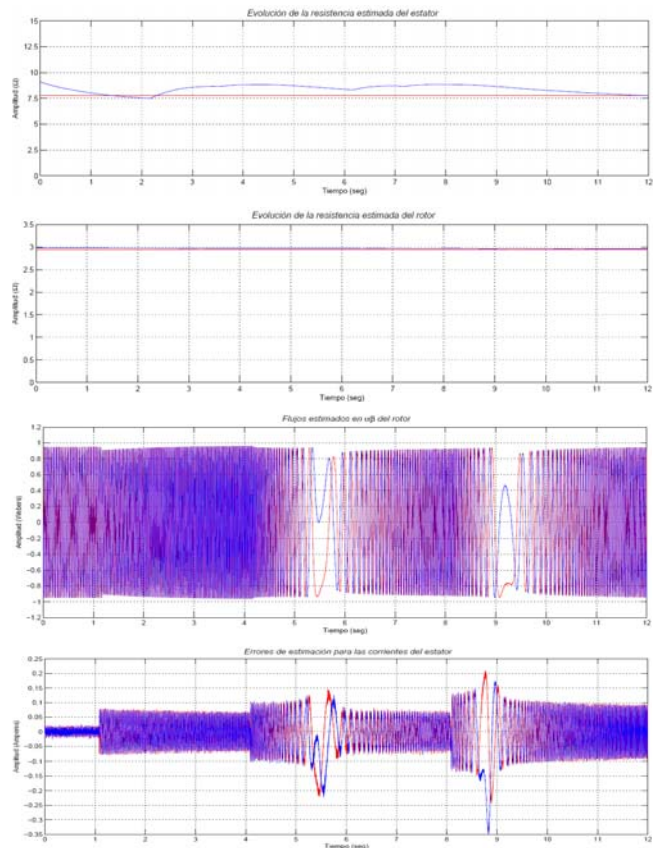


Figura 6. Comportamiento del OAMD dentro del DTC de alto desempeño ante la variación abrupta de carga.

Además de la prueba realizada con los escalones de carga, se probó el funcionamiento del observador a carga y velocidad nominal, así como el desempeño a baja velocidad (alrededor de 10 rad/s). Los resultados en cuanto a limitación de corriente se refiere, no fueron como los obtenidos en simulación, se observó que se debe tener mucho cuidado al elegir el límite máximo de la corriente de arranque, ya que el motor necesita cierto valor para arrancar sin problemas, ya que por debajo de este límite se originan fuertes ondulaciones en el par, el límite para la magnitud del vector de corriente fue de 15 A para la prueba mostrada en la Figura 7.

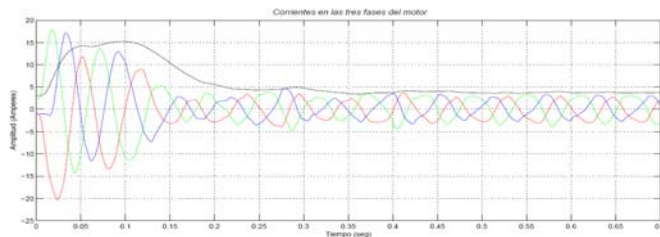


Figura 7. Corrientes de arranque del motor controlado mediante el DTC de alto desempeño con limitador de corriente.

Otras pruebas interesantes realizadas al sistema fueron las de regulación de velocidad y regulación de posición, ambas necesitan de un controlador extra para poder funcionar, en el primer caso se necesita un controlador PI, y en el segundo un PID, con los cuales se logra el seguimiento de una trayectoria deseada.

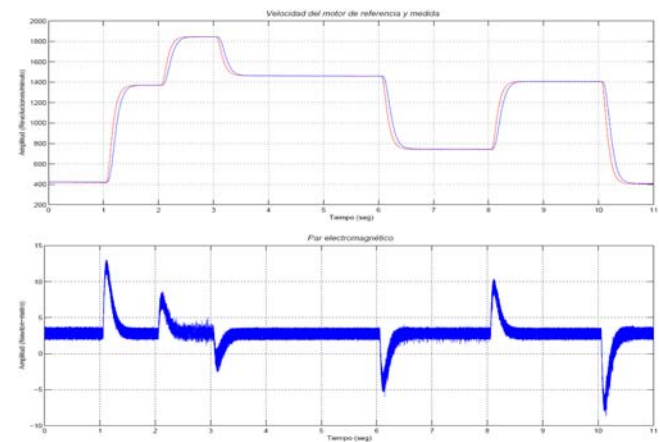


Figura 8. Funcionamiento del sistema bajo el esquema de regulación de velocidad.

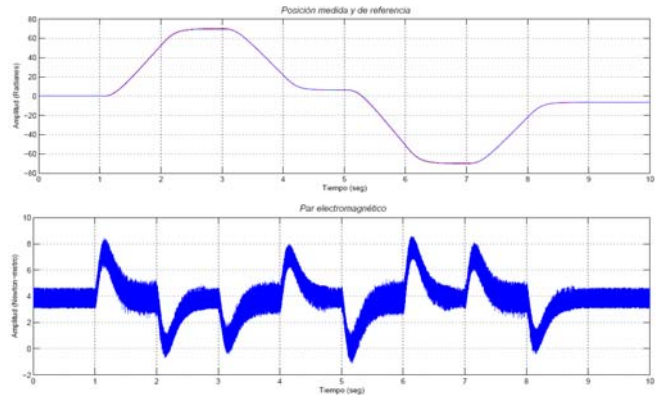


Figura 9. Funcionamiento del sistema bajo el esquema de regulación de posición.

III. CONCLUSIONES

Analizando los resultados obtenidos, se puede concluir que el esquema propuesto, el cual es una modificación el DTC original, funciona aceptablemente para casi cualquier condición de operación, el único inconveniente que se presenta es cuando se desea trabajar a velocidad cero. Se puede decir que el controlador para la corriente de arranque funciona aceptablemente, ya que permite disminuir la corriente en el transitorio en un 30% aproximadamente. Además, se redujo la ondulación y el rizo del par electromagnético con respecto al DTC convencional.

En cuanto al funcionamiento del observador, se puede concluir que tiene un buen desempeño para la mayoría de las condiciones de operación (excepto para velocidad cero), ya que como lo muestran los resultados, los errores en la estimación de las resistencias, convergen a cero después de algún tiempo. Los errores de estimación máximos para las corrientes del estator son aproximadamente del 7% en las peores condiciones de operación.

IV. REFERENCIAS

- [1] Anouck Girard, "Controllability and Observability of Linear and Nonlinear Systems", Notes of Class, The University of California at Berkeley, February 2002.
- [2] C. Attaianesi, A. Damiano, I. Marongiu, A. Perfetto, G. Tomasso, "Direct Torque and Flux Control of Induction Motor Drives", Proceedings of the IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS'97), Singapore, May 1997, pp. 642-648.
- [3] Beyeong-Seok Lee, R. Krishnan, "Adaptive Stator Resistance Compensator for High Performance Direct Torque Control Controlled Induction Motor Drives", Proceedings of the IEEE Annual Industry Applications Society Meeting, Vol. 1, 12-15 October 1998, pp. 423-430.
- [4] I. Boldea, S. A. Nasar, "Vector Control of AC Drives", CRC Press, 1992.
- [5] C. Canudas, A. Youssef, J. P. Barbot, Ph. Martin, F. Malrait, "Observability Conditions of Induction Motors at Low Frequencies", Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control (CDC'00), Vol. 3, 12-15 December 2000, pp. 2044-2049.
- [6] G. Garcia Soto, E. Mendes, A. Razek, "Adaptive Variable Structure Rotor Flux Observer for an Induction Motor", Proceedings of the Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, IEE Conference Publication No. 456, 21-23 September 1998, pp. 318-323.
- [7] R. Hermann, A. J. Krener, "Nonlinear Controllability and Observability", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 22, No. 5, October 1977, pp. 728-740.
- [8] K. D. Hurst, T. G. Habetler, G. Griva, F. Profumo, P. L. Jansen, "A Self-Tuning Closed-Loop Flux Observer for Sensorless Torque Control of Standard Induction Machines", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 5, September 1997, pp. 807-815.
- [9] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg, "Control in Power Electronics", Academic Press, 2002.
- [10] R. Krishnan, "Electric Motor Drives", Prentice Hall, 2000.
- [11] W. Leonhard, "Control of Electrical Drives", 3rd edition, Springer-Verlag, Berlin, Germany, 2001.
- [12] S. E. Lyshevski, "Electromechanical Systems Electric Machines, and Applied Mechatronics", CRC Press, 2000.
- [13] R. Marino, S. Peresada, P. Tomei, "On-Line Stator and Rotor Resistance Estimation for Induction Motors", IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 8, No. 3, May 2000, pp. 570-579.
- [14] Mohamed Ahmed Moustafa Azab, "Estudio y realización del control directo del par (DTC) para accionamientos de motores de inducción con inversores de diferentes topologías", Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Cataluña, 2002.
- [15] S. A. Nasar, I. Boldea, "Máquinas Eléctricas, Dinámica y Control", CECSA, 1995.
- [16] T. Noguchi, I. Takahashi, "A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", Proceedings of the IEEE Annual Industry Applications Society Meeting, 1985, pp. 496-502A.
- [17] M. Trzynadlowski, "Control of Induction Motors", Academic Press, 2000.
- [18] Tursini, R. Petrella, F. Parasiliti, "Adaptive Sliding-Mode Observer for Speed-Sensorless Control of Induction Motors", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 5, September/October 2000, pp. 1380-1387.
- [19] V. I. Utkin, "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 40, February 1993, pp.23-36.
- [20] P. Vas, "Electrical Machines and Drives", Clarendon Press, Oxford, 1992.

MEDIDOR DIGITAL DE CORRIENTE ALTERNA DESARROLLADO EN FPGA.

Avendaño Juárez José Luis, Chávez García José Ángel, Rivas Araiza Edgar.

Unidad de Investigación y Desarrollo de Proyectos, División de Posgrado, Facultad de Ingeniería
Universidad Autónoma de Querétaro.
Centro Universitario Cerro de las Campanas, C.P. 76010, Querétaro Qro.; México
Tel. (442) 192 12 00 Fax: (442) 2 16 49 17, correo electrónico: rkjosel@hotmail.com

RESUMEN

En el presente trabajo se presenta la implementación de un medidor del valor rms de la corriente alterna implementado en un FPGA (Field Programmable Gate Array); mediante VHDL (Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language.). La medición y acondicionamiento de la señal medida se realiza mediante electrónica analógica y la presentación del valor de corriente se hace de manera digital.

Palabras clave: VHDL, medidor de corriente, sensor, FPGA.

I. INTRODUCCIÓN

En algunos procesos de la rama de control es necesario hacer la medición del valor de las variables que gobiernan al sistema en cuestión; un ejemplo es la medición de las variables eléctricas de los CRS (convertidores resonantes serie) como se menciona en [1]. Las variables medidas son: la corriente que circula a través de la inductancia, el voltaje del capacitor resonante y el voltaje en la carga como lo muestra la Fig. 1.

Es de nuestro interés hacer la medición del valor rms de la corriente que circula a través de un circuito como el que se presenta en la Fig. 2. Debido a que en [2], [3], [4] y [5] se usa como una de las variables de control a la corriente que circula a través de la inductancia lo que vuelve una necesidad la medición de esta variable eléctrica.

Es digno de mencionar que en [6] se hizo un resumen de las formas hasta ese momento propuestas para medir la corriente de la

inductancia, pero en ninguno de esos métodos se presenta un trabajo similar a lo que presentamos en este trabajo.

El sistema de medición que se desarrollo consta de tres partes: la sección de medición y acondicionamiento de la señal medida, la de adquisición y procesamiento de la información y finalmente la sección que presenta el valor de la corriente medida.

Este sistema mide, por medio de un sensor de tipo inductivo, la corriente que circula a través de la inductancia y mediante un resistor se transforma a voltaje, esta señal de voltaje es acondicionada mediante un acondicionador. La señal de salida es mandada a un ADC-0808 (convertidor analógico digital de 8 bits) ver [7]; la señal ya digitalizada se introduce dentro de la tarjeta SPARTAN3-XC3S200 ver [8], y se presenta en una serie de displays que se encuentran integrados en la misma tarjeta.

La principal aportación de este trabajo es iniciar un camino hacia la medición y control de las variables que gobiernan las leyes de control implementadas en los CRS y también aplicar esta experiencia en la medición y control de cualquier otra variable física.

II. MÉTODO

La construcción del medidor de corriente se basa en la unión de diferentes componentes electrónicos, la idea básica es medir el valor rms de la corriente,

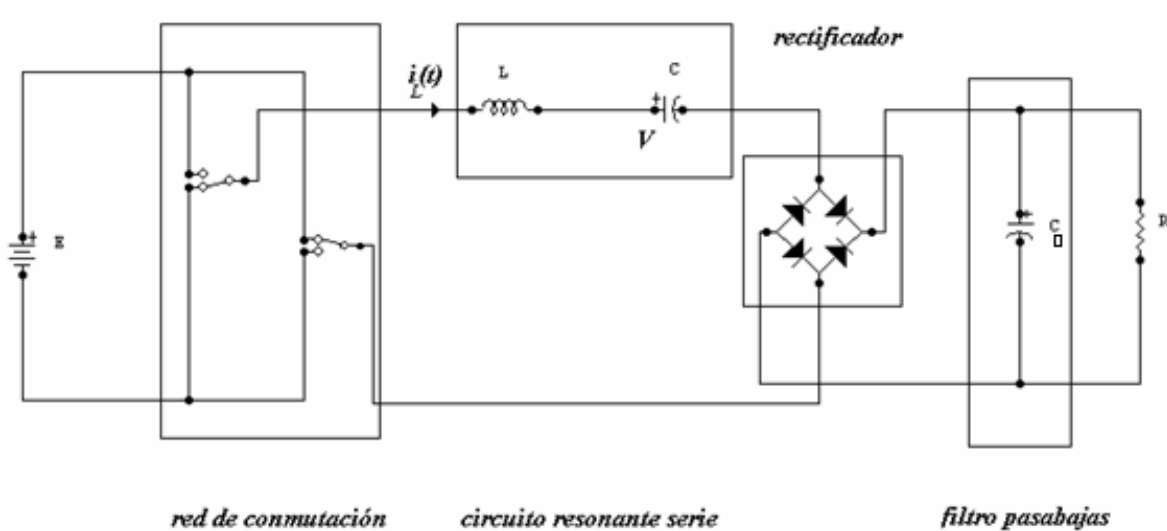


Fig 1.- Circuito resonante de CD a CD.

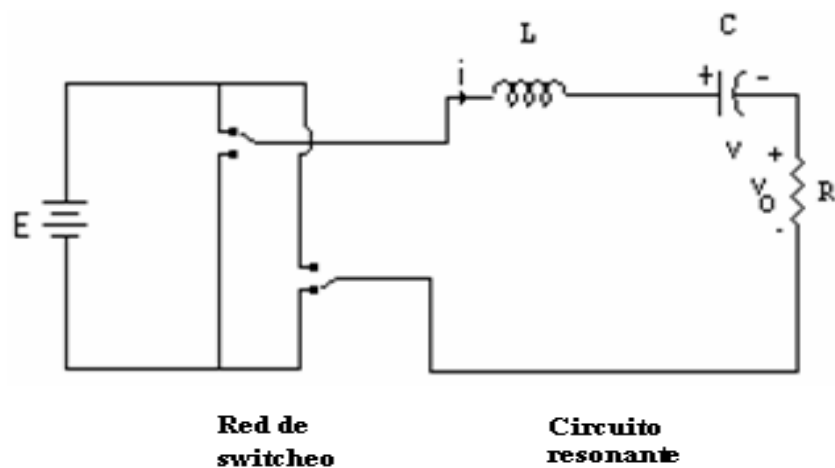


Fig 2.- Circuito resonante de CD a CD simplificado para ilustrar la medición de la corriente de la inductancia.

acondicionar la señal, convertirla de una señal analógica a una digital y presentar en un display el valor medido. Para lograr esto, se uso el diagrama de la Fig. 3.

SELECCIÓN DEL ELEMENTO DE MEDICIÓN.

El elemento de medición es un elemento de tipo inductivo, conocido como transformador de corriente; las características principales de este elemento se presentan en [9].

La ventaja por la cual se seleccionó este dispositivo es por que presenta aislamiento galvánico, además de tener un costo accesible para la aplicación que se requiere.

DISEÑO DEL ACONDICIONADOR DE SEÑAL PARA EL SENSOR DE CORRIENTE.

En la Fig. 4, se tienen 2 configuraciones de amplificadores operacionales conectadas entre si, la primera configuración es la

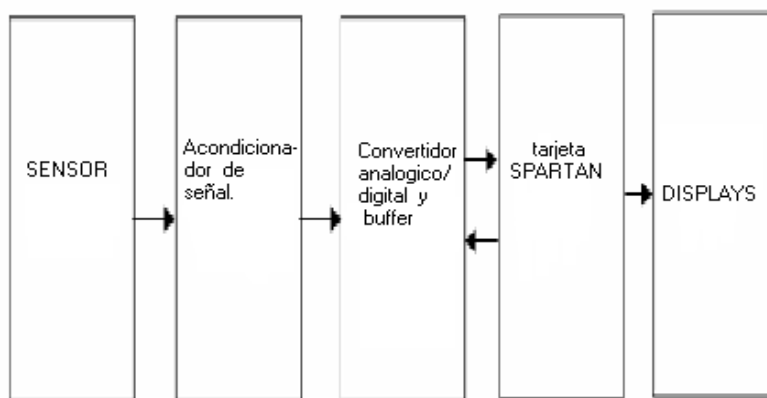


Fig. 3.- Diagrama a bloques del medidor de corriente.

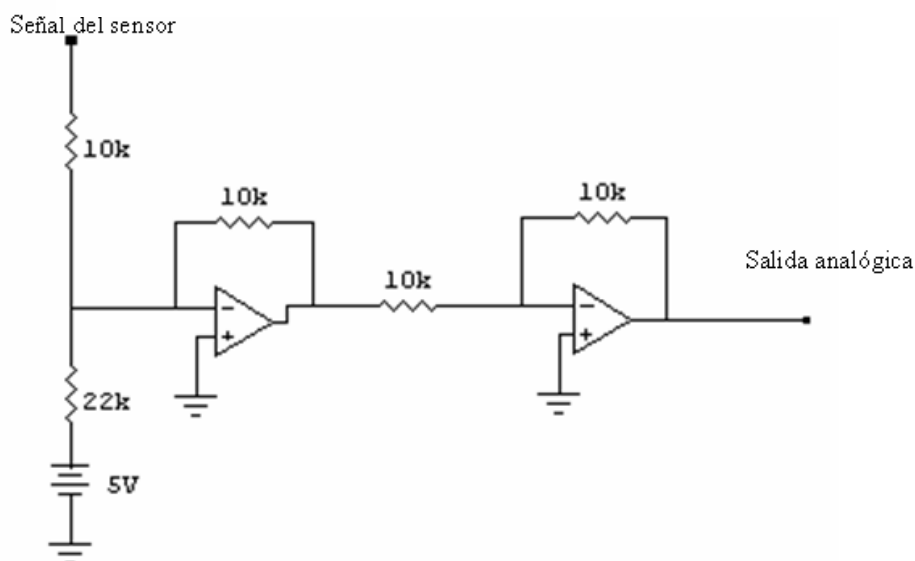


Fig 4.- Circuito acondicionador de señal.

del amplificador operacional en forma de sumador; una de las entradas esta fija a 5 volts, mientras que la otra está conectada a la señal del sensor lo cual hace que a la salida de esta etapa se tenga una señal de CA montada en una señal de CD de 5 volts. La siguiente configuración es la del amplificador operacional como inversor para obtener la señal final. Después del acondicionamiento se realiza la conexión entre el convertidor analógico digital y el buffer con el acondicionador de señal, para ver las

características técnicas del buffer y el ADC ver [10] y [7] respectivamente. El buffer que utilizamos es el HCT-244 y el convertidor es el ADC-0808.

En la Fig. 5 observamos la imagen del circuito construido para la sección de conversión analógica digital. El uso del buffer a la salida es para acondicionar la señal digital que se ha mandando; ya que la tarjeta Spartan trabaja con niveles CMOS de voltaje.

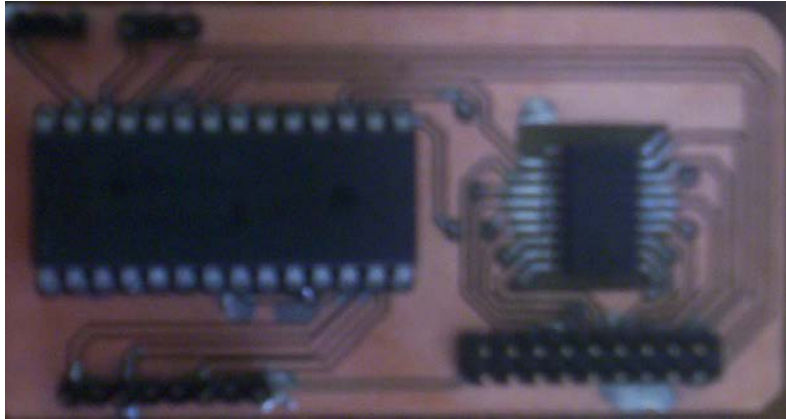


Fig 5.- Circuito para la digitalización de la señal enviada por el acondicionador de señal.

DIAGRAMA DE FLUJO DEL MEDIDOR DE CORRIENTE.

En la Fig. 6 se muestra el diagrama de flujo del medidor de corriente. El funcionamiento del medidor de corriente puede explicarse de la siguiente forma: se inicializa la máquina gobernadora con la señal *i_conv* (inicio de conversión). Si esta señal es 1 se inicializa la máquina_a que es la que controla al ADC-0808, este adquiere el dato del sensor, que es un valor de voltaje que representa el valor rms de la corriente, el dato se convierte de un valor analógico a un valor digital de 8 bits, este valor es cargado en un registro sincronizado con un reloj de 1 MHz el valor de salida se envía a otra máquina donde se hace la conversión de voltaje a corriente. A continuación se manda a otra máquina donde se divide en dos vectores de 4 elementos donde se forma lo que es el vector entero compuesto por los 4 bits mas significativos y el vector fracción compuesto por los 4 bits menos significativos. Finalmente estos vectores se mandan a una última máquina donde se acondiciona la señal en un formato de 8 bits para presentarse en el display, recordamos que el número se forma con 7 bits y se adiciona una señal más que controla al segmento del punto decimal del display.

Diseño de los programas para el medidor de corriente.

En esta sección se han colocado todos los programas que se usaron para el medidor de corriente; así como una breve explicación de las máquinas de estados, para no gastar espacio de manera innecesaria se propone nombrar a cada programa: máquina; y se le anexara un nombre con el cual se le pueda identificar; i.e. máquina gobernadora.

En la Fig.7 se muestra el diagrama a bloques de la máquina gobernadora, esta máquina es la que controla al ADC para el envío de los datos y la presentación de los datos en el display de la tarjeta SPARTAN. Esta máquina tiene como entrada un vector de 8 elementos, una señal de reloj de 50 MHz (llamada CLK), la señal *i_conv* – la que inicializa esta máquina-, la señal RST, que reestablece al sistema, y la señal EOC, que es enviada por el ADC para indicarle a la máquina gobernadora que ha terminado de convertir un dato analógico en un dato digital. Las salidas de esta máquina son las señales de control del ADC (ALE, OE, START), la señal de RELOJ del ADC, la señal VECTOR que selecciona el canal en el ADC para la conversión, la señal VECTOR_DE_CONTROL_AN que es la señal que controla la secuencia de encendido de los displays en la tarjeta SPARTAN, y por último la

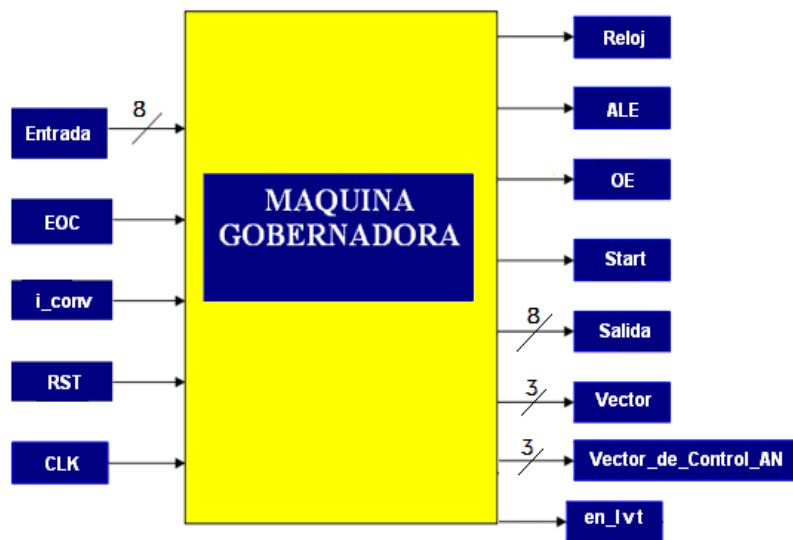


Fig 7.- Diagrama a bloques de la máquina principal.

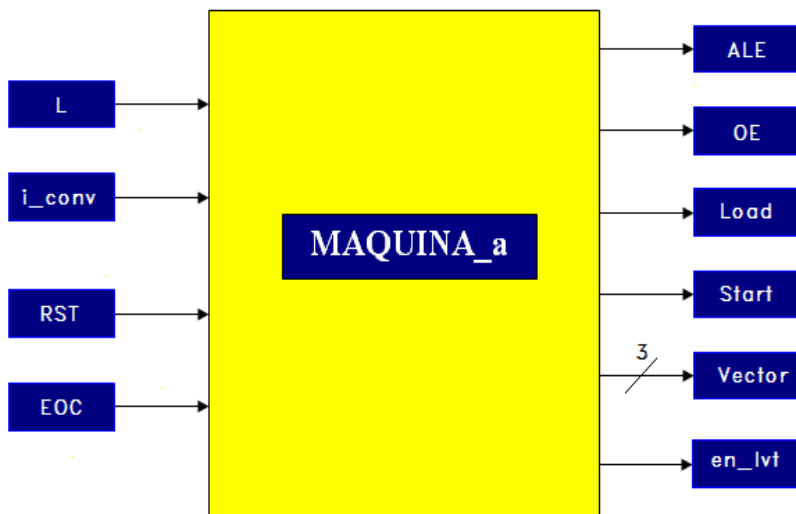


Fig 8.- Diagrama a bloques de la máquina que controla al ADC y al buffer

Las señales que usan son: de entrada; L (reloj de 1 MHz), *i_conv* (señal que inicializa la máquina), RST (reinicializa la máquina) y EOC (señal que indica el fin de la conversión en el ADC); y de salida se tiene: Vector (selecciona el canal de medición en este caso se manda un vector de ceros para activar el canal cero), Start (inicializa la conversión en el ADC), OE (señal para sacar los datos del convertidor al HCT-244), Load (señal de carga de los datos del HCT-244 a un registro en el FPGA), *en_lvt* (activa al HCT-244). En la Fig. 9 se presenta la máquina que se usa para la carga de los datos que son enviados por el HCT-244, esto se hace de manera síncrona mediante un reloj de 1

MHz, que es producido por un divisor de frecuencia en la máquina gobernadora, cada que Load sea igual a 1 y el reloj tenga un nivel de 1 los datos que están en la entrada pasan a la salida. Por otro lado en la Fig. 10, se presenta el diagrama de la máquina que se encarga del cambio de voltaje a corriente, la conversión se hace mediante una tabla que fue calculada con las características del medidor, el intervalo que se trabaja es 20mV por cada cuenta, en otras palabras se necesita una variación de 20mv en la entrada para que el valor de la cuenta se actualice. La señal de entrada es *Data_input* que es un vector de 8 elementos y la

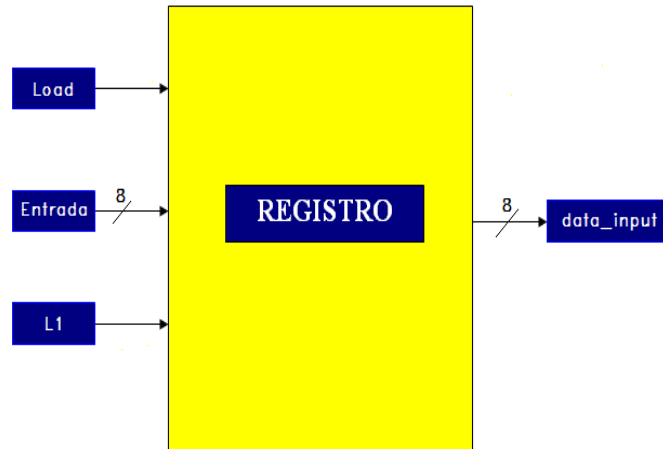


Fig 9.- Diagrama a bloques de la Registro donde se almacena el dato enviado por el ADC-0808

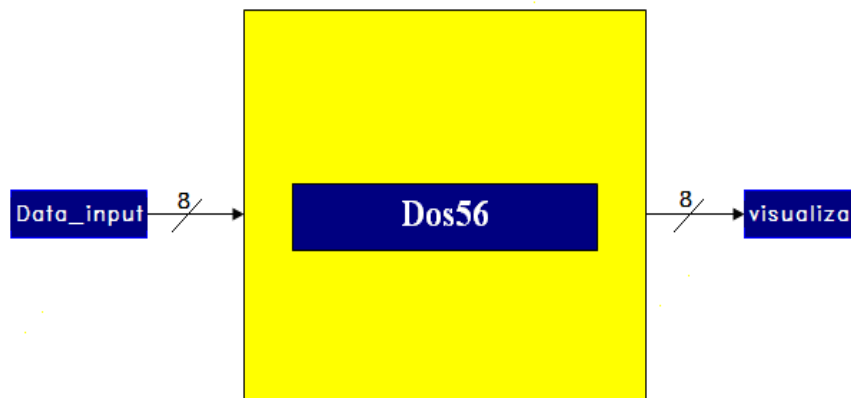


Fig 10.- Diagrama a bloques de la máquina donde se hace la conversión de voltaje a corriente.

salida es un vector llamado: visualiza, que es de 8 elementos. En la Fig. 11 se presenta la máquina que acondiciona el vector de datos de corriente que van a ser divididos en 2 vectores de cuatro elementos cada uno; los cuatro bits de la cuenta se actualice. La señal de entrada es Data_input que es un vector de 8 elementos y la bits mas significativos son usados para la parte entera mientras que los cuatro bits menos significativos son usados para la parte fraccional del numero, esto lo hace de manera síncrona con un reloj de una frecuencia media que permita ver activos los displays. Las señales de entrada a esta máquina son: visualiza (vector de 8 elementos que contiene

el valor de la corriente), frec_10 (señal de reloj de frecuencia media para activar a los displays). Como salida se tienen 2 vectores de 4 elementos cada uno; vector entero (contiene los 4 bits más significativos del vector de entrada) y el fracción que contiene los restantes 4 bits del vector de entrada). Finalmente en la Fig. 12 se presenta la máquina que se encarga del acondicionamiento del valor de corriente para ser presentado en el display. Aquí se recuerda que la sección de displays de la tarjeta SPARTAN se controla mediante un bus de 4 hilos que de manera síncrona hacen el encendido de los displays, los vectores entero y fracción son acondicionados de tal manera que a la salida se vean los cambios que existan en los elementos de

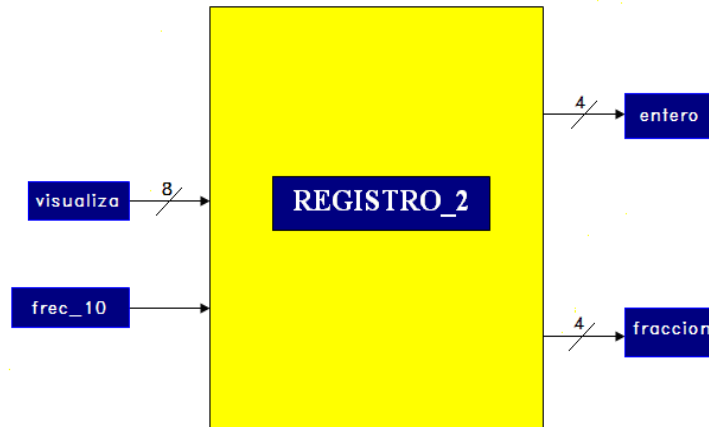


Fig 11.- Diagrama a bloques de la máquina donde se separa el vector de entrada en parte entera y parte fracción.

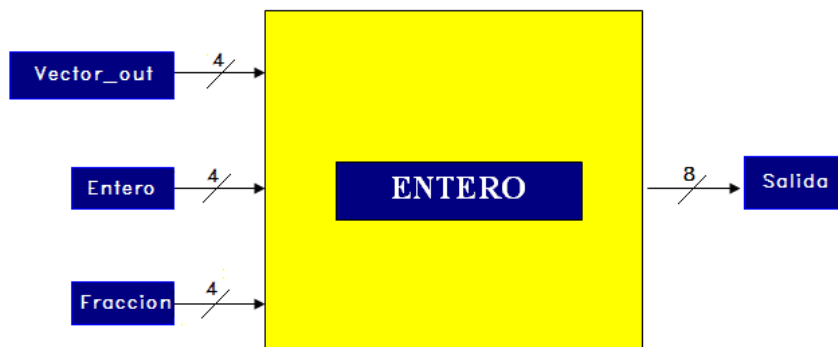


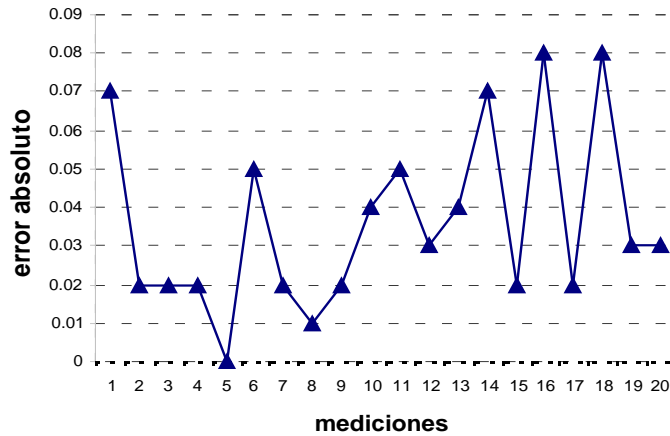
Fig 12.- Diagrama a bloques de la máquina donde se hace el acondicionamiento para presentar el valor de la corriente en los displays de la tarjeta Spartan

cada uno de los vectores. Las señales de entrada son Vector_out que es un vector de 4 elementos que controla a la sección de displays de la tarjeta SPARTAN, el vector entero que es de 4 elementos y que como su nombre lo indica es el vector que contiene la parte entera del valor de la corriente; mientras que el vector Fracción es de la misma manera la parte fraccional del valor de la corriente. Como salida tenemos el vector Salida que esta compuesto de 8 elementos, siete representan al número que se va a presentar en el display y además agrega la señal para la activación del segmento punto en cada uno de los displays.

III. CALIBRACIÓN Y RESULTADOS.

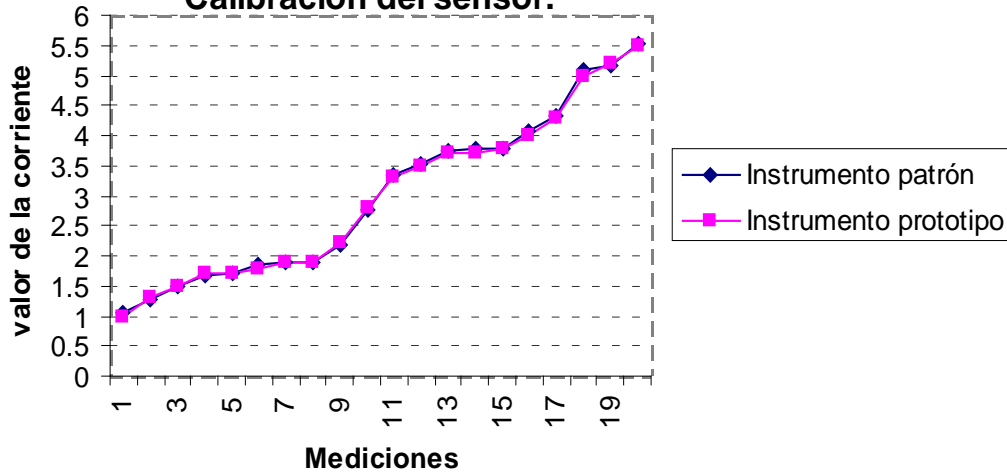
El intervalo de trabajo en el cual se desempeña el medidor es de 1 Amper hasta los 9.9 Ampers. Esto se debe a que como podemos ver en [9]. El elemento de medición comienza a funcionar a partir de 1 Amper. Los 9.9 Ampers es porque se utilizó un formato fijo de 4 bits para la parte entera y 4 bits para la parte fraccional, lo que nos llevo finalmente a presentar el dígito mayor que se podía representar para ambos casos. La figura 13.b presenta la comparación del medidor patrón (multímetro FLUKE 111 TRUE RMS MULTIMETER (ver [11])) con el medidor

Gráfica de mediciones contra error absoluto.



(13.a)

Calibración del sensor.



(13.b)

Fig. 13.- a) Gráfica de mediciones contra el error absoluto. b) Gráfica de la medición del medidor patrón y del medidor prototipo.

desarrollado. Los resultados que se obtuvieron de manera experimental se analizaron para verificar el error máximo que se podía tener en el medidor de corriente con respecto al medidor patrón. Se propone en [12]: Sea x un número real que en general tiene una representación decimal infinita. Una forma de obtener una aproximación x^d con un número d de cifras decimales significativas es mediante truncamiento. El error cometido en este caso está acotado como se establece en la ecuación (1).

$$|error\ absoluto| = |x - x^d| \leq 1 \times 10^{-d} \quad (1)$$

El resultado de la ecuación (1) es:

$$|error\ absoluto| \leq 10^{-1} \quad (2)$$

En la Fig.13.a se presenta la grafica de mediciones contra error absoluto, lo que muestra que el error absoluto no supera el valor de la cota que se cálculo en (2). Lo que significa que la medición en el medidor prototipo es como se presenta en (3):

corriente medida = valor medido \pm 0.1 Amper (3)

IV. CONCLUSIONES

Se ha presentado un medidor de corriente para aplicarlo en la medición de la corriente en los CRS, la aplicación de este proyecto no se limita a sólo esto, además puede ser utilizado para otros sistemas donde sea necesario medir corriente. El uso de la herramienta de programación VHDL fue fundamental para poder realizar la programación del FPGA, . Como trabajos a futuro y para mejorar el medidor; se necesita:1) El sensor de corriente tiene una curva de conducción desde 1 Amper, para poder mejorar la aplicación es necesario contar con un sensor que pueda manejar corrientes más pequeñas.2) El medidor de corriente esta contemplado para trabajar con 8 bits, una mejora será ampliar este rango a 12 bits para tener una medición más exacta de la corriente.

V. REFERENCIAS

- [1] R. Oruganti and F. C. Lee, "Resonant power processors: Part I- state plane analysis,"IEEE-IAS 1984 *Annual Meeting*, Conf. Rec. 1987 pp. 860-867
- [2] R. Oruganti, and F. C. Lee, "Resonant power processors, Part II- Methods of control" 1985, IEEE Trans. Industry applications, Vol. AI-21, No. 6, pp. 1461-1471
- [3] Kim M.G., D.S. Lee and M.J. Young. "A new state feedback control of resonant converters," July 1991, IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 38, No. 3, pp. 173-179.
- [4] Rosseto L. "A simple control technique for series resonant converters," July 1996, IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 11, No. 4, pp 554-560.
- [5] Sira-Ramírez H. and R. Silva-Ortigoza. "On the control of the resonant converter: a hybrid-flatness approach August 12-15,2002, Proc. 15th International Symposium on Mathematical Theory of Networks and Systems, University of Notre Dame, South BEND, Indiana.
- [6] H.P. Forghani-zadeh and G.A. Rincon-Mora, "Current-Sensing Techniques for DC-DC Converters," IEEE 45th Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), pp. 577-580, Tulsa, Oklahoma, 2002.
- [7] *Analog digital converter 8-Bit μ P Compatible A/D Converters with 8-Channel Multiplexer (ADC-0808) Datasheet*, En <http://cache.national.com/ds/DC/ADC0808.pdf>
- [8] *SPARTAN 3E (XC3S200) Datasheet*, En <http://direct.xilinx.com/bvdocs/publications/ds312.pdf>
- [9] *10 Amp current Transformer (AC1010), Datasheet, Talema Electronics* En <http://amveco.com/pdf/AC1010.pdf>
- [10] *Octal 3-state Noninverting Buffer/ Line driver/line receiver, (SL74HCT244D) Datasheet, System Logic Semiconductor* En <http://www.datasheetarchive.com/search.php?q=HCT244&sType=part&ExactDS=Starts>
- [11] *Multímetro FLUKE 111 TRUE RMS MULTIMETER Datasheets* En <http://www.fluke.com/Download/DigitalMultimeters/>
- [12] Richard L Burden. *Ánalysis numérico* International Thomson editors., 1998

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN INTERFEROMETRO HOMODINO DE BAJA RESOLUCIÓN.

Blanca Elizabeth Miranda Maya, Héctor Alfonso Castillo Matadamas

Centro Nacional de Metrología

Km 4.5 Carretera a Los Cués, El Marqués, CP. 76241, México, Qro.

Tel: 01 (442) 2110500 al 04 ext. 3762 y 3281, e-mail: bmiranda@cenam.mx, hcastill@cenam.mx

Resumen: Se ha desarrollado el prototipo de un interferómetro homodino con resolución $\lambda/8$ (≈ 80 nm) y capacidad de interpolación electrónica para aumentar su resolución. El instrumento se diseño para una capacidad de medición de hasta 10 metros, y puede hacer uso de elementos ópticos comerciales para el arreglo Interferométrico externo. Adicionalmente, puede realizar la lectura del desplazamiento de escalas lineales o angulares que cuenten con señales de salida en cuadratura.

El prototipo desarrollado puede ser utilizado como material didáctico para laboratorios de óptica y/o en laboratorios de mediciones dimensionales, incluso podría ser utilizado como patrón de medición una vez que este haya sido caracterizado. Se muestran y analizan los resultados de calibración contra patrones nacionales, además se desarrollo un modelo para el análisis de incertidumbre y se reporta el valor de la incertidumbre del prototipo para una medición de 1 m.

I. Introducción.

En términos generales un interferómetro para medición de desplazamiento (IMD), usa el fenómeno físico de la interferencia de luz para medir desplazamiento a partir de una longitud de onda conocida de un haz láser en una medición relativa.

Un IMD comercial ofrece resolución típica de 10 nm y un método de calibración de desplazamiento lineal, sobre un intervalo de medición desde nanómetros hasta metros. Los IMD se pueden usar para medir magnitudes derivadas, tales como, ángulo y rectitud de movimiento. También son ampliamente utilizados para calibración de máquinas de medición e industriales [1].

Los interferómetros homodinos utilizan para la medición de desplazamiento la variación de fase de la luz de un haz láser

o equivalentemente la variación de fase de la señal de interferencia generada.

Los interferómetros homodinos necesitan de una fuente láser que emita un haz láser con dos componentes ortogonales de la misma frecuencia, lo que simplifica la fuente láser que puede ser usada.

II. Método.

II.1 Marco Teórico

El Interferómetro Homodino.

El esquema general para la detección homodina se muestra en la figura 1a). El láser estabilizado en frecuencia, emite un haz de luz linealmente polarizado, con una inclinación de 45° con respecto a los ejes de la base del divisor de haz polarizado

(PBS). El modo linealmente polarizado se separa en dos componentes ortogonales de la misma frecuencia en el PBS. Estas componentes se denominan componente de referencia y de medición.

La componente de referencia viaja hacia al retroreflector fijo, y la componente de medición viaja al retroreflector móvil, ambas componentes son reflejadas por sus respectivos retroreflectores y son recombinadas por el divisor de haz polarizado. Al existir desplazamiento del objeto móvil, existe una variación de fase entre ambas componentes.

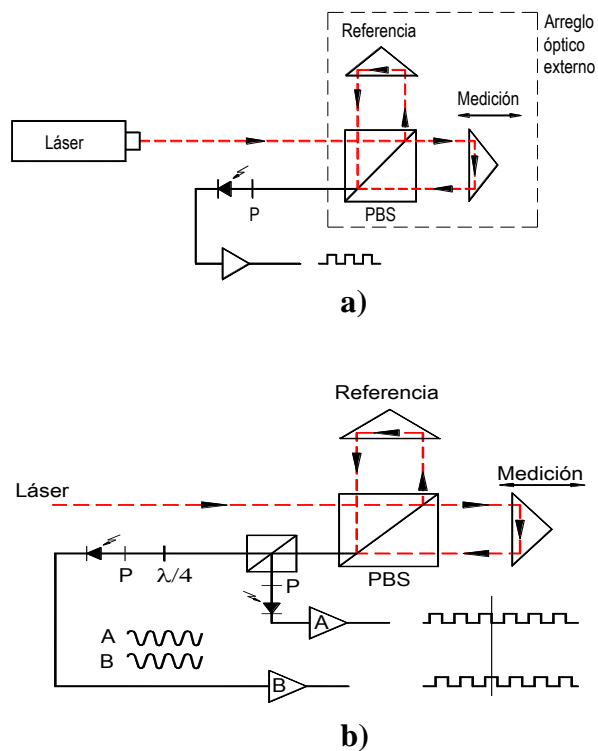


Fig.1 a) Esquema de detección homodina con arreglo óptico lineal y b) Detección de cuadratura

En el esquema ordinario de detección homodina, a la salida del PBS se coloca un polarizador lineal orientado a 45°. La

interferencia entre las componentes es convertida de señales ópticas a señales eléctricas senoidales por medio de un fotodiodo. La señal senoidal sirve como entrada para un dispositivo electrónico que convierte esta señal a niveles TTL y es usada posteriormente para un procesamiento digital.

Detección de cuadratura.

A fin de discriminar la dirección de movimiento, al esquema de detección homodina se le incorpora un fotodiodo adicional. Este tipo de detección discrimina la dirección del movimiento debido al cambio de fase relativa entre las señales A y B mostrada en la figura 1b).

La lamina retardadora de cuarto de onda retrasa la fase relativa de una de las componentes 90° ($\lambda/4$). Permitiendo que las señales en los fotodiodos tengan una secuencia de estados definidos de la señal. Cuando el objeto cambia su dirección, la secuencia de estos estados se invierte. Las señales resultantes A y B, presentan un nivel de offset el cual debe de ser eliminado en etapas de normalización.

El patrón de longitud para un IMD es la longitud de onda (λ) del haz láser. y debe ser estabilizada en frecuencia para disminuir los errores producidos por las variaciones de longitud de onda, lo que produciría incertidumbre en su valor.

II.2. Descripción del Instrumento.

El instrumento desarrollado ofrece resolución sin interpolación de $\lambda/8$ (aproximadamente 80 nm), en un intervalo de medición diseñado hasta para 10 metros. El intervalo de medición esta limitado principalmente por la longitud de

coherencia de la fuente láser y por la potencia y divergencia del haz. Si la calidad de la fuente láser no es adecuada la relación señal a ruido obtenida del sensor óptico puede disminuir. Para lograr un intervalo de medición de 10 m o más, es conveniente usar láseres de gas estabilizados en frecuencia.

La longitud de onda de un láser, es afectada por condiciones ambientales; como: temperatura ambiental, humedad del aire y presión barométrica. Estas condiciones deben de ser medidas para compensar las variaciones en la longitud de onda del láser al momento de la medición para lograr que el instrumento tenga una alta repetibilidad.

En el prototipo desarrollado no se incluye la instrumentación para la medición de estas variables, por lo tanto se debe realizar con instrumentación adicional.

El sistema interferométrico desarrollado consiste de cinco principales subsistemas:

1. Una fuente de luz, usualmente un láser estabilizado en frecuencia.
2. El interferómetro lineal (Arreglo óptico).
3. El sensor óptico
4. El sistema electrónico de medición.
5. La interfaz de usuario (programa para PC).

El sistema de medición electrónico se construyo para aceptar señales de entrada del sensor óptico del interferómetro homodino así como señales en corriente o voltaje de un encoder lineal o angular. Estas señales se adquieren, se procesan y se envían a una computadora por el puerto RS-232, en donde se calcula y visualiza la posición medida.

La figura 2 muestra de manera general el sistema construido.

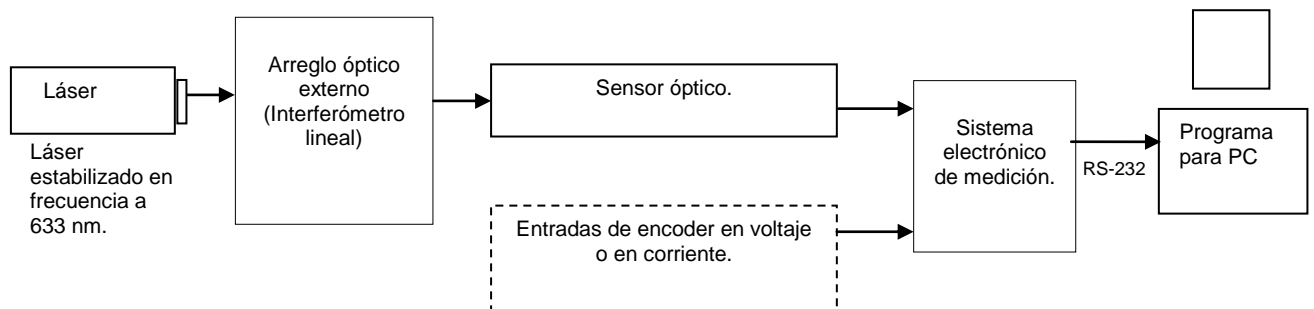


Fig. 2 Esquema general del proyecto.

Como fuente de luz para las pruebas iniciales, se utilizó un láser estabilizado en frecuencia, cuyo esquema de control es el de dos modos longitudinales con corrección por temperatura [2].

El arreglo óptico externo utilizado es conocido como interferómetro lineal y puede ser sustituido por diversos tipos de arreglos ópticos para mediciones interferométricas angulares, de rectitud y de planitud.

II.2.1 Sensor Óptico.

El sensor óptico es el conjunto de elementos ópticos contenidos en una unidad con dimensiones de 16 x 7 x 4 cm. Este permite obtener cuatro señales desfasadas entre ellas 90° provenientes de los fotodiodos PD1, PD2, PD3 y PD4, de acuerdo al esquema mostrado en la figura 3.

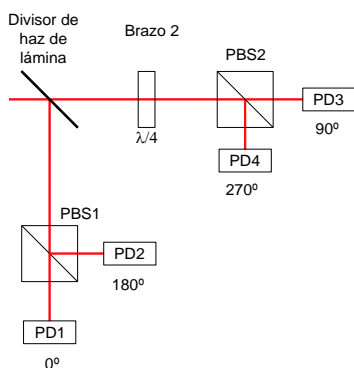


Fig. 3 Representación esquemática del receptor óptico

Este sensor recibe como entrada el haz láser proveniente del arreglo óptico externo mostrado en la figura 1a) y la salida del sensor ingresa al sistema electrónico de medición [3].

Las señales eléctricas obtenidas de los fotodiodos se sustraen electrónicamente por pares entre los detectores PD1-PD2 y PD3-

PD4 con la intención de compensar el offset común entre los pares de señales y obtener una señal cosenoidal oscilando simétricamente sobre cero.

II.2.2 Sistema Electrónico de Medición.

Las señales del sensor óptico que contienen la información de la medición de desplazamiento se procesan para ser mostradas en la interfaz de usuario de la siguiente manera: (Figura 4).

1) Fotodetectores - Para convertir la señal en corriente de las señales del sensor óptico, se utilizan cuatro convertidores de corriente-voltaje.

Se usan 4 señales en lugar de dos, para obtener las señales resultantes A y B, con un offset casi cero por medio de un amplificador diferencial, además este circuito permite obtener mayor amplitud y un desfase entre A y B de 90° .

2) Normalización de la señal - Una vez que se obtienen las señales A y B, entran a una etapa donde el usuario puede aumentar o disminuir la amplitud, así como corregir el nivel de offset, si se requiriera.

3) Señales de cuadratura - Cuando las señales A y B están normalizadas, ingresan a dos comparadores, para obtener señales con niveles TTL.

4) Acondicionamiento de la señal para interpolación. Antes de que las señales A y B sean convertidas a niveles TTL, existe una derivación de las señales analógicas hacia un convertidor analógico – digital (ADC) pasando primero por una etapa de acondicionamiento de la señal. El ADC adquiere los valores analógicos de las dos señales y las convierte en su equivalente

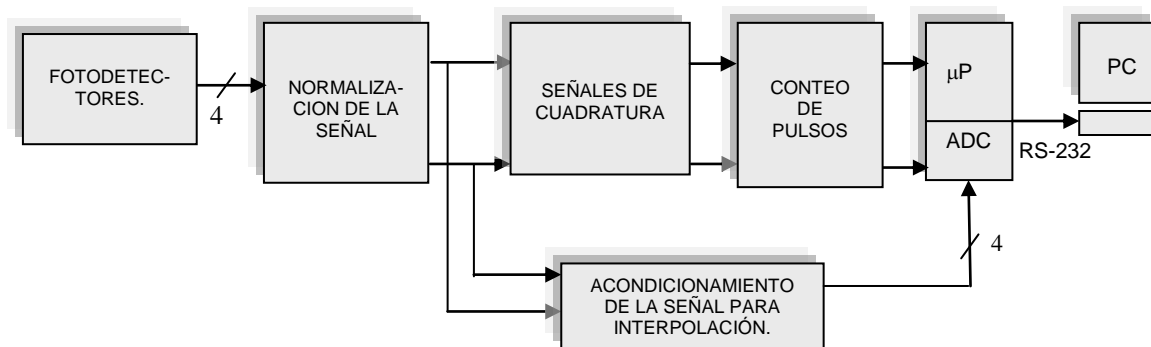


Fig.4. Sistema Electrónico de Medición

digital en 8 bits, para poder usar los valores en un algoritmo de interpolación de la señal. Sin embargo, este esquema simple de interpolación no es robusto, sin una etapa de estabilización de nivel de offset.

Para ver los detalles de la interpolación de la señal ver referencias de la [6] a la [10].

5) y 6) Conteo de pulsos – Las señales TTL ingresa a un contador decodificador de cuadratura. Este contador envía información digital del desplazamiento a un microcontrolador. Los datos que se procesan en el microcontrolador son enviados a la PC vía RS-232.

7) Una vez que los datos son enviados a la PC, el programa de medición basado en CVI/Lab Windows, realiza las operaciones necesarias para desplegarlos, almacenarlos y operar el módulo electrónico.

El modelo básico de medición que es usado en las pruebas de desempeño del sistema completo es:

$$L = N \frac{\lambda_0}{8n}$$

Donde:

N = Número de cuentas.

λ_0 = longitud de onda del haz láser.

n = 1(IRA).

II.3. Pruebas de desempeño

Para la evaluación del interferómetro, se propusieron pruebas del modulo electrónico de control, del sensor óptico y finalmente del sistema integrado con el programa de medición.

Para la evaluación del módulo electrónico de medición, se realizaron por medio de las señales senoidales en cuadratura de una escala lineal marca Mitutoyo modelo 1L911. La escala lineal de medición empleada ofrece una señal senoidal de buena calidad, cuando ha sido correctamente alineada. Por esta razón la repetibilidad de las mediciones de esta escala es un factor adecuado para evaluar el desempeño del módulo electrónico.

El patrón empleado para la medición de la escala fue un interferómetro heterodino HP Agilent 5529A el cual se uso con un arreglo lineal. Este patrón fue utilizado para obtener el factor de escala que fue de $4.9998 \mu\text{m}$.

Para la evaluación del sensor óptico, se debe de controlar la correcta orientación de la luz polarizada, así como el desfase óptico necesario para la detección en cuadratura.

El programa de la PC recibe del modulo de medición el valor de desplazamiento en unidades de $\lambda/8$; y posteriormente despliega el desplazamiento del objeto de acuerdo al

valor de longitud de onda del láser de referencia. Por lo que es posible utilizar cualquier fuente láser estabilizada en frecuencia con una divergencia del haz adecuada a la longitud a medir y con valor de longitud de onda cercano a 633nm, ya que la lámina $\lambda/4$ esta fabricada para valores cercanos a 633nm.

La velocidad de medición está limitada principalmente por la velocidad de respuesta de los fotodiodos usados en el sensor óptico. La velocidad máxima de medición que se obtuvo fue de 0,03 m/s.

II.4. Resultados

El sistema interferométrico completo.

Se realizaron pruebas de calibración en una escala Mitutoyo para una longitud 400 mm, obteniéndose desviaciones máximas de $32\mu\text{m}$ en el punto de medición de 120 mm.

En la figura 5a) se muestran los resultados obtenidos. Cabe mencionar que la resolución básica de la escala tiene un valor de $20\mu\text{m}$, y con el modulo de medición electrónico se obtuvo una resolución de $5\mu\text{m}$.

Para mejorar las desviaciones mostradas en la grafica 5a, se calculo un polinomio de ajuste de sexto grado y se agrego al programa del instrumento. Se hicieron mediciones con el polinomio de ajuste y se obtuvo una desviación máxima de $6\mu\text{m}$ en el mismo punto de medición de 120 mm. Las desviaciones obtenidas para estas mediciones se ilustran en la figura 5b). Se obtiene una repetibilidad de $2.6\mu\text{m}$, en una longitud de 400 mm y se concluye que el error de conteo no es mayor a una cuenta para esta longitud (el error relativo es de 1.3×10^{-5} , para 80003 cuentas).

La evaluación del desempeño del sistema completo con el sensor óptico se realizó por medio de una comparación directa de desplazamiento contra un interferómetro patrón (HP Agilent 5529A) el esquema de medición de esta comparación se muestra en la figura 6.

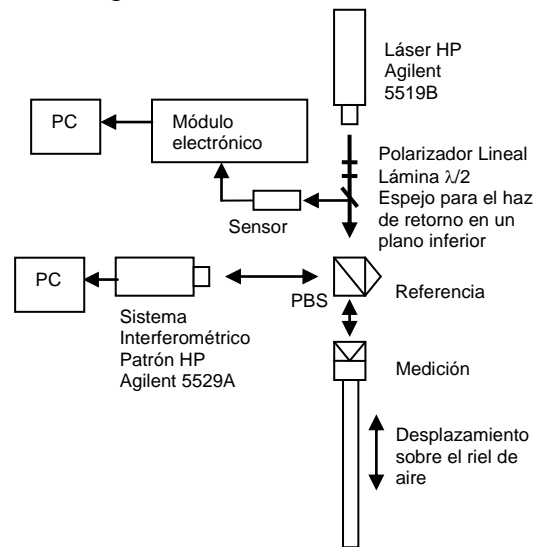


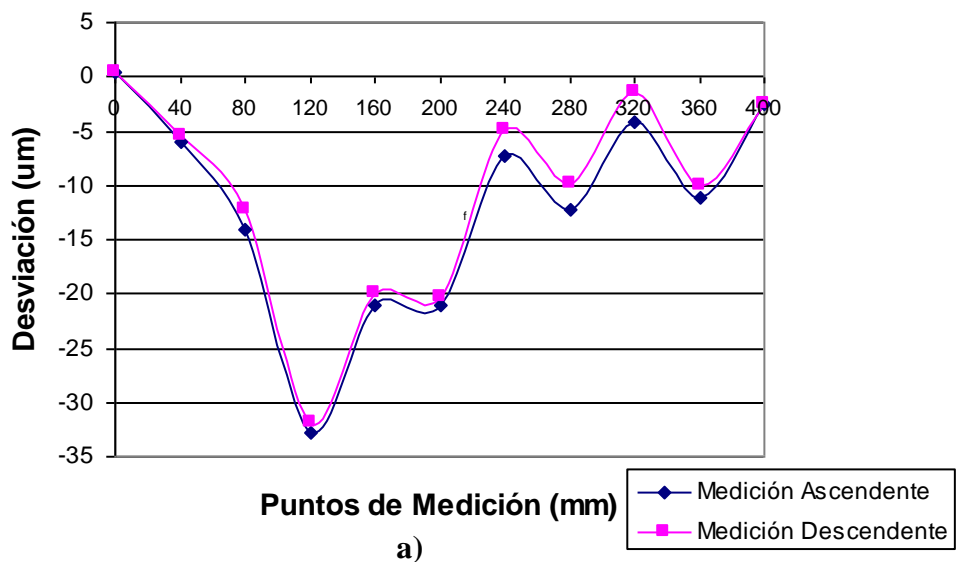
Fig.6 Esquema de medición óptica

Es importante destacar que este tipo de arreglo de medición ofrece independencia de los cambios del índice de refracción del aire (IRA) debido a que ambos interferómetros comparten el mismo camino óptico de tal forma que ambas longitudes de onda sufren los mismos efectos por el IRA. En esta medición ambos interferómetros fueron usados con un valor de IRA unitario.

Para esta prueba, se utilizó la cabeza láser comercial estabilizada en frecuencia como fuente de luz para el sistema desarrollado. En la figura 7 se muestran las desviaciones obtenidas para la comparación de interferómetros en una longitud de 1 m. La repetibilidad para las diferentes mediciones fue de 70 nm, el error de conteo no es mayor a una cuenta y el error relativo es de 8×10^{-8} , para 12500000 cuentas.

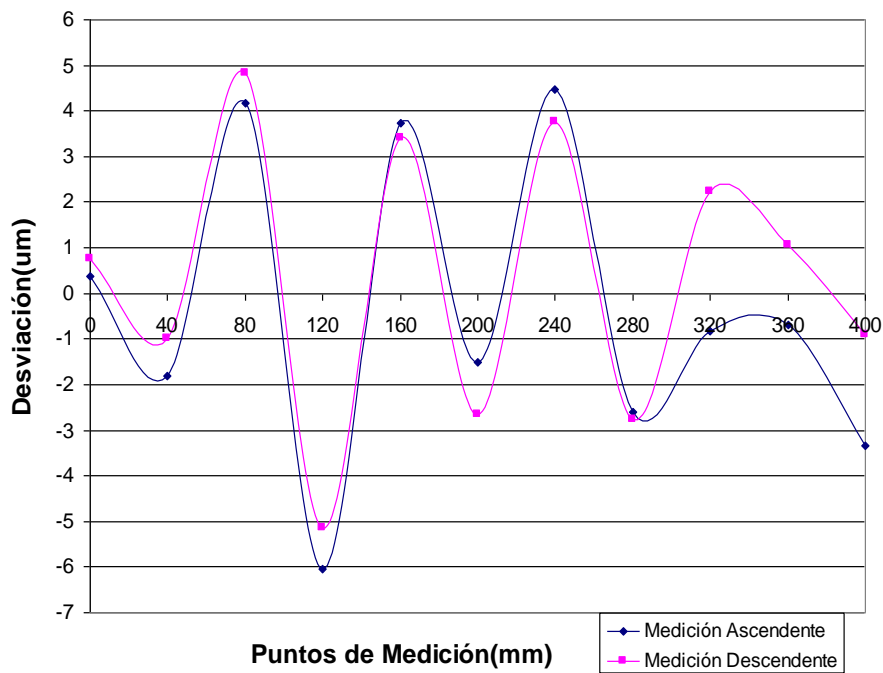
El valor de incertidumbre para $k=2$ reportado para la medición de desplazamiento de 1 m usando el esquema de medición óptico es de $0,71 \mu\text{m}$ [3].

Desviación de la escala 1L911 vs Agilent



a)

Datos de medición con el polinomio de ajuste de la escala 1L911



b)

Gráfica 5 .Resultados de las mediciones de la escala lineal Mitutoyo en una longitud de 400 mm: a) sin polinomio de ajuste, b) con polinomio de ajuste

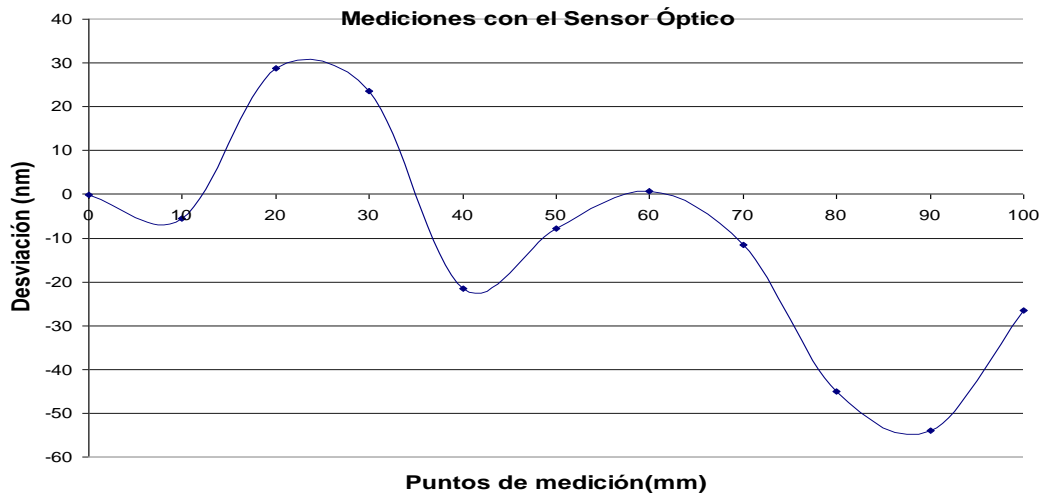


Figura 7. Diferencia entre mediciones de longitud (interferómetro patrón – Interferómetro homodino)

II.5. Capacidades generales del prototipo

- Medición de desplazamiento lineal usando el sensor óptico y señales de cuadratura de escalas lineales o encoders angulares.
- Resolución sin interpolación de $\lambda/8$ (~80 nm).
- Longitud de medición limitada por la longitud de coherencia del láser utilizado y la divergencia del mismo, en el caso de láseres de gas el intervalo de medición puede llegar a 10 m.
- Posibilidad de medición de la velocidad usando un contador universal externo con la señal de disparo prevista para este fin.
- Velocidad de desplazamiento máxima de 0.03 m/s.
- Posibilidad de medición con diferentes tipos de fuente láser incluyendo diodos láser para distancias limitadas por su longitud de coherencia.

III. Conclusiones y trabajo a futuro.

La velocidad de desplazamiento del objeto es un valor que está por debajo de las especificaciones iniciales del instrumento. El problema se puede resolver sustituyendo los diodos de silicio por diodos de mayor velocidad de respuesta, como los diodos PIN. La característica de selección entre medición de señales del sensor óptico y señales de encoder, hace al instrumento flexible para la medición de desplazamiento.

Cabe mencionar que los algoritmos usados en la programación del microcontrolador optimizan el desempeño del instrumento, esto se refleja en la velocidad de actualización de medición del programa, ya que es adecuada y muy similar a la velocidad de actualización de un sistema de medición comercial.

Debido a que el programa de la PC, recibe el desplazamiento en unidades de $\lambda/8$, se pudo probar el prototipo desarrollado con un diodo láser de 635 nm y el sensor óptico

funciono satisfactoriamente, para longitudes de 100 mm, obteniéndose una repetibilidad de 0,1 μm en estas mediciones.

Se concluye que la resolución limita la repetibilidad de las mediciones, no obstante, si se usara un esquema robusto de interpolación mejoraría la repetibilidad de las mismas.

Es necesario incorporar al interferómetro homodino la medición del IRA, para obtener una buena reproducibilidad en mediciones de longitud cuando el valor del IRA sea diferente de uno.

Además, dentro del trabajo futuro es necesario caracterizar al instrumento en mediciones velocidad, hacer pruebas con el interferómetro y con velocidades conocidas.

IV. Referencias y bibliografía relacionada

[1] *News from Renishaw. Heterodyne and Homodyne Interferometry.* Mark Chapman. <http://www.renishaw.com/UserFiles/acrobats/UKEnglish/GEN-NEW-0117.pdf>

[2] Miguel A. Luna Vargas, Héctor A. Castillo M., “*Construcción de un láser estabilizado en frecuencia por el método de dos modos longitudinales*”, Simposio de Metrología 2004, Querétaro, octubre 2004.

[3] Blanca E. Miranda Maya, Héctor A. Castillo M., “*Diseño y Construcción de un Interferómetro Homodino de Baja Resolución*”, Congreso SOMI XX, octubre 2005.

[4] *Laser and Optics*, Users Manual. Cap. 14 y 15 Principles of Operation and Accuracy and Repeatability.

[5] Hecht-Zajac. *Optica*. Editorial Addison-Wesley Iberoamericana.

[6] TaeBong Eom, JongYun Kim and Kyuwon Jeong, “*The dynamic compensation of nonlinearity in a homodyne laser interferometer*”, *Meas. Sci. Technol.* 12 (2001) 1734–1738

[7] Heydemann P L M 1981 *Determination and correction of quadrature fringe measurement errors in interferometers.* *Appl. Opt.* 20 3382-4.

[8] Birch K P, *Optical fringe subdivision with nanometric accuracy* *Precision Eng.* 12 195-8, 1990.

[9] Wu C M and Su C S, *Nonlinearity in measurements of length by optical interferometry* *Meas. Sci. Technol.* 7 62-8, 1996.

[10] Wu C M, Su C S and Peng G S, *Correction of nonlinearity in one-frequency optical interferometry* *Meas. Sci. Technol.* 7 520-4, 1996.

ADQUISICIÓN DE SEÑALES A TRAVÉS DEL PUERTO USB

Ocampo Álvarez Arturo,¹ Hernández Uribe Verónica.²

¹Área de Electrónica, División de Ciencias Físico-Matemáticas y de las Ingenierías, IME
Facultad de Estudios Profesionales Aragón, UNAM
Av. Rancho Seco s/n, Col. Bosques de Aragón, Ciudad Nezahualcoyotl, Edo. de Méx.,
C.P. 57170, México. Tel. 56231077, Correo electrónico: aoa@servidor.unam.mx

²Especialidad en computación, CECyTEM Ecatepec II
Calle Moctezuma Esq. Felipe Ángeles, Col. Parques y haciendas de Aragón, Ecatepec,
Edo. de Méx. C.P. 55020, México. Tel. 01(55)57104872.
Correo electrónico: veronikhu@yahoo.com.mx

RESUMEN

En este artículo, se describe una forma sencilla de cómo realizar la adquisición de señales a través del microcontrolador PIC16F877 y el circuito FT232BM que permite la conversión de USB a RS232, lo que aumenta la velocidad de transmisión hasta 1 M Baudio. Consideramos que la principal aportación de este trabajo es describir el diagrama a bloque (.vi) elaborado en Labview 7.1 para lograr una interfaz gráfica que controle la adquisición de la señal proveniente del convertidor A/D de 10 bits del microcontrolador.

Palabras clave: Microcontrolador PIC, Procesamiento Digital de Señales, Instrumentación Virtual.

I. INTRODUCCIÓN

El Procesamiento Digital de Señales es un área de la ingeniería que se dedica al análisis y procesamiento de señales (audio, voz, imágenes, video) que son discretas en el tiempo. Para lograr esto, actualmente se utilizan DSP (es el acrónimo de *Digital Signal Processor*), este tipo de sistemas están basados en un microprocesador que posee un juego de instrucciones, un hardware y un software optimizados para aplicaciones que requieran operaciones numéricas a muy alta velocidad. Debido a esto es especialmente útil para el procesado y representación de señales analógicas en tiempo real: un sistema que reciba samples (muestras), normalmente provenientes de un

convertor analógico/digital (ADC), el sistema debe hacer todas las operaciones con la muestra recibida antes de que llegue la siguiente. Como todo sistema basado en procesador programable necesitará una memoria donde almacenar los datos con los que trabajará y el programa que ejecutará. Lógicamente un sistema de evaluación¹ de este tipo esta alejado de las posibilidades económicas de un estudiante de ingeniería, por lo que, de acuerdo con nuestra experiencia como docentes una de las formas que mejores resultados nos ha dado para acercar al alumno ha proyectos que involucren el tratamiento digital de señales, es la utilización de los microcontroladores PIC. Teniendo en cuenta lo anterior, se propone una forma de autoequipamiento para el laboratorio de microprocesadores, de tal forma que los alumnos que cursan este laboratorio lo puedan construir, para realizar sus practicas y utilizarlo en otras materias como: Procesamiento digital de señales y Control Digital.

II. MÉTODO

La figura 1, se muestra el diagrama esquemático del circuito realizado, basándonos en la nota técnica AN732[1] de Microchip la cual describe la implementación del programa cargador (bootloader) este programa controla la recepción

¹ http://www.ti-store.com/Merchant2/merchant.mvc?Screen=CTGY&Category_Code=dStartKit

Windows configurada con los siguientes parámetros:

El puerto COM4², 57600 Bits por segundo, 8 Bits de Datos, Paridad Ninguna, 1 Bit de parada y Control de flujo Hardware.

Para verificar que la comunicación sea la adecuada se conecta la hiperterminal y se presiona el push bottom de la interrupción, posteriormente se alimenta el sistema con 5 volts de DC y se suelta el bottom. Deberá aparecer el prompt “>” indicando que el bootloader esta listo para recibir el programa ya ensamblado en hexadecimal; una muestra de esta operación se muestra en la figura 2. Donde el procedimiento es: Seleccionar Transferir, Enviar Archivo de Texto y seleccionar el programa previamente ensamblado con el software de Microchip “MPLAB”, indicando con “.” que ha recibido de la PC la información en hexadecimal y al final mostrará una “S” si el proceso fue completado satisfactoriamente o “F” si fallo.

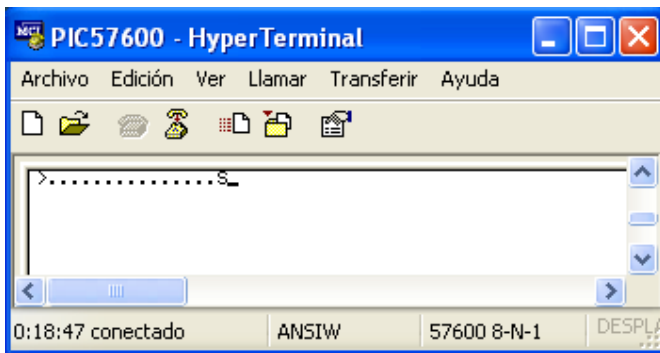


Figura 2. La hiperterminal de Windows como programa para comunicarse con el bootloader previamente grabado en el microcontrolador.

La siguiente aportación de este trabajo es describir el diagrama a bloque (.vi) elaborado en Labview 7.1 para lograr una interfaz gráfica que controle la adquisición de la señal proveniente del convertidor A/D de 10 bits del microcontrolador.

Diagrama de flujo general del programa grabado en el Microcontrolador.

² Se puede verificar el puerto virtual asignado por los drivers del FTDI, desde el panel de control, sistema, Hardware, Administrador de dispositivos, Puertos. Habilitado como el dispositivo USB Serial Port (COMx)

El algoritmo de la figura 3 esta pensado para que el tiempo de muestreo este controlado por la PC, cada vez que se recibe un dato de control el microcontrolador convierte transforma y envía 3 bytes que representa el código ascii, en un rango de “000” a “3FF” lo cual proporciona una precisión de 3 dígitos decimales (1024 posibles combinaciones). Por lo tanto esta posibilidad de adquisición y procesamiento de datos en tiempo real se hace demasiado lenta, ya que depende de la velocidad del microcontrolador, de la frecuencia de transmisión y de la velocidad de procesamiento de la PC.

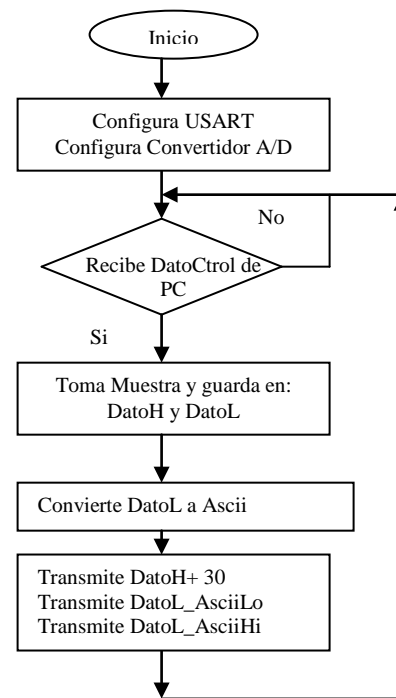


Figura 3. Algoritmo básico para controlar el envío de los datos provenientes del convertidor A/D del microcontrolador.

Sin embargo, para aplicaciones con señales de baja frecuencia y sobre todo para fines didácticos[4], se vuelve una alternativa muy económica. Para que este sistema se pueda hacer más eficaz estamos considerando realizar pruebas con acceso directo a memoria a través de la IC², además de remplazar el 16F877 por el 18F745 que ya posee una interfaz especial para USB. Y sin duda, probar con el dsPIC30F y con el PIC18F4550.

Diagrama a bloques en LabVIEW

LabVIEW posee bibliotecas listas para ser utilizadas con el objeto de integrar instrumentos autónomos, equipos de adquisición de datos, productos para el control de movimientos y de visión, instrumentos GPIB/IEEE 488 y serie RS-232 y PLCs, entre otros, lo cual permite construir una gran gama de soluciones para la medición y automatización, por lo que se eligió este software para que los alumnos se vean involucrados en el diseño de interfaces graficas.

LabVIEW también tiene incorporadas las más importantes normas de instrumentación, tal como VISA, una norma que permite la operación entre instrumentos tales como osciloscopios, multímetros, generadores de funciones o fuentes programables puede realizarse a través de varios protocolos de comunicación como GPIB, VXI, RS-232/422 o PXI, y existen 2 formas de comunicación básicas:

A través de VISA, que operar con instrumentos basados en mensajes, donde se transmiten cadenas de caracteres ASCII. Los comandos envío/recepción entre PC e instrumento son sólo cinco: VISA Read, VISA Write, VISA Assert Trigger, VISA Clear, VISA Read STB. También puede operar con instrumentos (PXI y la mayoría VXI) basados en registro donde se transmiten cadenas binarias.

Y por medio de drivers para LabVIEW, generalmente proporcionados por el fabricante. En nuestro caso del dispositivo FTDI requiere los drivers D2XX y el FTD2XX.DLL. [5]

El diagrama que se muestra en la figura 4, se elaboro utilizando las funciones VISA ya incorporadas en LabVIEW 7.1. Donde el primer bloque *VISA Configure Serial Port*, que especifica los parámetros para inicializar el puerto serial (ASRL4::INSTR es el nombre del puerto virtual, 57,600 es la velocidad de transmisión, 8 bits de datos, sin paridad, un bit de paro y sin control de flujo), el segundo bloque *VISA Set I/O Buffer Size*, asigna el tamaño de entrada/salida donde se almacena los datos (Tamaño del Buffer 3)

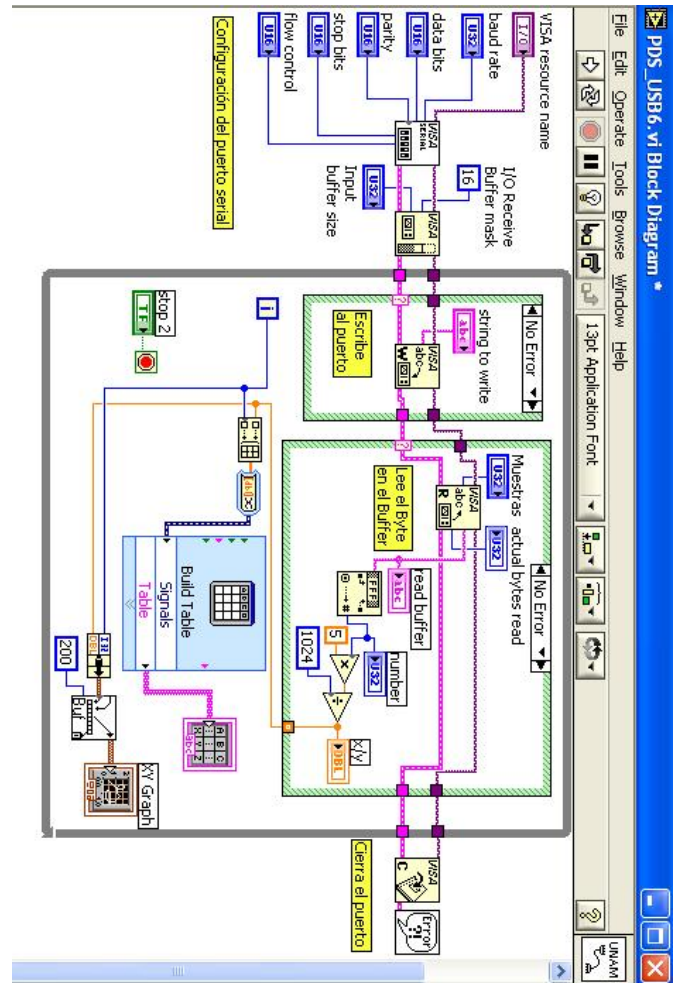


Figura 4. Diagrama a bloques del instrumento virtual elaborado en LabVIEW 7.1.

Posteriormente se abre un ciclo *While loop*, y dentro se coloca una estructura *Case*, que responde a dos acciones: “Error” que no contiene ningún elemento y “No Error” que contiene el bloque *Visa Write*, que transmite el dato de control al microcontrolador (letra “o”), seguido de una segunda estructura *Case* que de igual forma solo contiene elementos en la acción “No Error”, y el bloque *VISA Read*, lee los 3 bytes que corresponden al valor de la muestra digitalizada en hexadecimal, esta cadena de caracteres es convertida a numero entero de 32 bits con el bloque *Hexadecimal String To Number*, posteriormente este número se multiplica por el voltaje de referencia que en este caso es de 5.0 volts y el resultado es dividido entre 1024, que corresponde a la resolución del convertidor de 10

bits. Por ultimo se construye un arreglo con el bloque *Build Array*, que contiene el número de iteraciones contra el valor obtenido y se convierte a un dato dinámico que se almacena en una tabla. Y en forma paralela se envían los datos a una grafica.

Resultados.

La primera prueba que se realizo con el sistema, consistió básicamente en realizar una rutina de tiempo (ver figura 5) dentro del ciclo de envío y recepción de datos, la cual se programo para esperar 1 segundo y contar el número de muestras adquiridas a diferentes velocidades de transmisión.

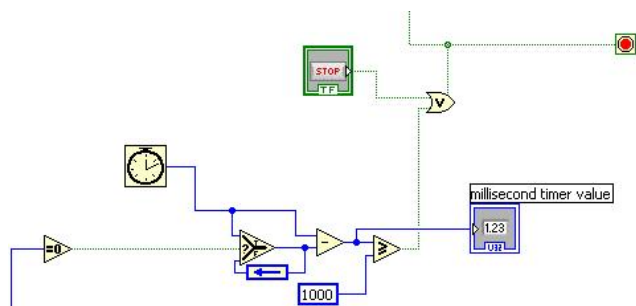


Figura 5. Rutina de tiempo, para adquirir datos durante un según y comparar contra diferentes velocidades de transmisión.

Esta rutina toma el tiempo inicial en milisegundo cuando la variable $i=0$, almacenando el valor inicial y en los siguientes ciclos se obtiene la diferencia entre este valor y el valor presente, de tal manera que el resultado de la diferencia sea mayor que 1000 milisegundos y la compuerta *OR* que controla el fin del ciclo se active hasta que sea verdadera la condición. Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 1. Esta tabla muestra el número de bytes solicitados a 57,600 baudios, 230,400 baudios y lo máximo permitido por el microcontrolador 1,152,000 baudios, contra el tiempo aproximado en milisegundos.

Con lo cual podemos observar que se pueden recibir treinta mil datos por segundo aproximadamente a una velocidad de transmisión de 1 M Baudio aproximadamente. De un solo canal del convertidor A/D.

Archivo	Bytes	Baud	milisegundos
PDS_USB2a	4096	57600	1414
	8192	57600	2121
	12238	230400	1235
	16384	230400	1587
	30720	1152000	1047
	49152	1152000	1351

Tabla 1. Resultados obtenidos de los bytes recibidos del sistema a diferentes frecuencias de transmisión

La siguiente prueba consistió en digitalizar una señal senoidal proveniente de un generador de funciones, con una frecuencia de 100 Hz y a una velocidad de transmisión de 57600 baudios, como se muestra en la figura 6. Se observo que a mayor velocidad de transmisión se detecta una deformación en la señal, consideramos que esto se debe al buffer mínimo de 3 bytes que corresponden a cada uno de los nibbles que formamos para enviar el dato de 10 bits. Se están realizando pruebas para almacenar en la memoria RAM del micro por lo menos 64 bits, para posteriormente enviarlos en bloques.

Discusión.

Un ejemplo drástico de cambio tecnológico que afecta el desarrollo de sistemas embebidos con microcontroladores es la velocidad de procesos, las Redes y la Web. Estos tópicos en algunos casos están lejos de los temarios oficiales, y las posibilidades de acceder al conocimiento deben ser inculcadas en los alumnos de ingeniería a través de nuevas herramientas que estén a su alcance. Es por ello, que el sistema mostrado en este trabajo pretende ser un acercamiento a las necesidades actuales de interfasar un sistema de adquisición sencillo basado en un microcontrolador, con la instrumentación virtual que demanda crear un marco de trabajo sobre el cual los alumnos de ingeniería puedan desarrollar sistemas que se adapten a la siempre creciente demanda tecnológica.

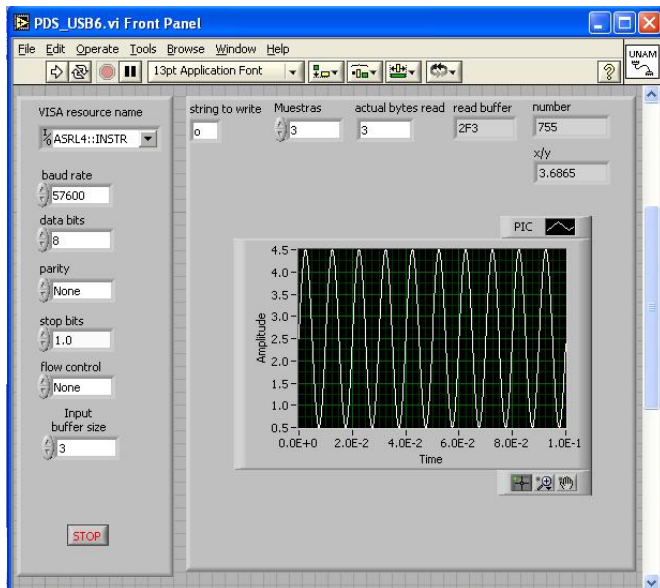


Figura 6. Señal analógica digitalizada con el sistema propuesto.

III. REFERENCIAS

- [1]<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00732a.pdf>.
- [2]<http://www.ftdichip.com/Drivers/VCP.htm>
- [3]http://www.microchip.com/stellent/idcplg?IdcService=SS_GET_PAGE&nodeId=1824&apnote=en011788
- [4] A. Ocampo., R. Márquez., A. Ferreyra., M. Hernández. “IMPLEMENTACIÓN DE UN FILTRO DIGITAL CON FINES DIDÁCTICOS UTILIZANDO EL PIC16F873”. SOMI XVIII. 2003
- [5]<http://www.ftdichip.com/Projects/CodeExamples/LabVIEW.htm>
- [6]<http://www.ftdichip.com/Products/FT232BM.htm>

APLICACIÓN DE ALGORITMOS DIFUSOS PARA EL CONTROL DE POSICIÓN DE UN MÓVIL EN FORMA REMOTA

S. Ricardo Meneses G.*, Fernando L. Sánchez, Laura L. Montes, Alejandro Juárez

Departamento de Ingeniería en Comunicaciones y Electrónica de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica del Instituto Politécnico Nacional Unidad Zacatenco

U.P.A.L.M. * Edif. 4, Cubículo 4140, 1er. Piso, Col. Lindavista, C. P. 07738, México, D. F.

rmeneseg@ipn.mx,

fernandolauro@yahoo.com.mx

lauralmontes@yahoo.com.mx

Resumen

El Objetivo de este trabajo es el diseño e implementación del monitoreo y control de un móvil, al cual se le controla la velocidad e inversión de giro de sus motores mediante lógica difusa. Se transmiten los datos de la trayectoria que el móvil va describiendo a una estación base, que en este caso, es una computadora personal. Esta transmisión de datos está basada en una comunicación serial, mediante transceptores de radiofrecuencia y desplegada en una pantalla bajo el concepto de instrumentación virtual.

1. Introducción

El control automático ha desempeñado una función vital en el área de la ingeniería y la ciencia. Además de la importancia en los sistemas de vehículos espaciales, el guiado de misiles, robótica y similares, el control automático se ha vuelto una parte importante e integral de los procesos modernos industriales y de manufactura. Los robots industriales son utilizados en la industria para mejorar la productividad, realizando tareas monótonas y complejas sin errores en la operación, además de trabajar en un ambiente intolerable para operadores humanos, como por ejemplo, en ambientes con temperaturas extremas (tanto altas como bajas), bajo el agua o en el espacio.

Los robots empleados en la industria, para poder funcionar correctamente, deben de tener algún tipo de dispositivo sensor. Cierta clase de robots trabajan con microinterruptores, considerados como los brazos del mismo. El robot toca primero al objeto y después, mediante los microinterruptores, confirma la existencia del objeto en el espacio y realiza la tarea que previamente se le haya programado. Otra clase de robots usa un medio óptico (como un sistema de televisión) para rastrear el fondo del objeto. El robot reconoce el patrón y determina la presencia y orientación del objeto, para esto, se requiere de una computadora para procesar las señales del proceso.

El móvil que se presenta en este trabajo tiene como principal característica ser un vehículo con autonomía para desplazarse a través de superficies desconocidas mediante la percepción del terreno empleando sensores de distancia del móvil hacia los objetos, estos valores de distancia son entregados a un microcontrolador el cual es el encargado de interpretar estas magnitudes y procesarlas mediante un algoritmo de control basado en lógica difusa (*fuzzy logic*) para la toma de decisiones sobre el movimiento del vehículo, dicho proceso se encarga de determinar los valores adecuados de velocidad del móvil para evitar que éste colisione con algún cuerpo cercano, los resultados que se obtienen de los procesos difusos son transmitidos a los motores eléctricos encargados del movimiento del móvil como variaciones de la tensión eléctrica. Además se ha implementado una comunicación en formato serial y de forma inalámbrica del móvil con una estación de base, fija o móvil, la cual es la encargada de interpretar los datos enviados por el microcontrolador, las distancias detectadas por los sensores hacia los objetos que estén cerca de él, así como de las velocidades con las cuales están trabajando los motores. Estos datos serán interpretados mediante un programa de instrumentación virtual conocido como LABVIEW®, y desplegar esta información en la pantalla de una PC, en forma de indicadores como por ejemplo, indicadores de datos recibidos, gráficas mostrando las variaciones de las velocidades de los motores sensores.

2. Modelo del sistema

El sistema está implementado y lo desarrollaremos de la forma siguiente:

- 1). Sensores de distancia.
- 2). Interfase de los sensores con el microcontrolador.
- 3). Convertidor Analógico Digital.
- 4). Desarrollo del algoritmo difuso para el móvil.

- 5). Interfase de las salidas fuzzy con los motores y control de motores
- 6). Comunicación serial con el microcontrolador HC12
- 7). Comunicación serial inalámbrica
- 8). Monitoreo y control virtual
9. Prototipo final

2.1. Sensores de distancia

Los sensores infrarrojos implementados en este proyecto fueron especialmente diseñados para cumplir con las siguientes metas:

- a). Cubrir un rango mayor de distancia de detección de obstáculos. Esta distancia se duplica debido a la distancia que recorre el haz infrarrojo transmitido hacia el obstáculo y su reflexión hacia el receptor que también se encuentra en el móvil.
- b). La variación de la intensidad de radiación infrarroja que incide en el receptor debe ser proporcionalmente lineal con la distancia hacia el obstáculo.
- c). La disposición física de los sensores.

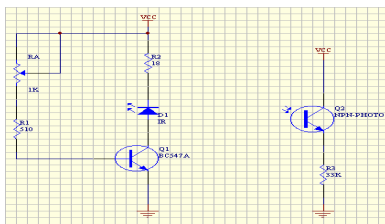


Fig. 1 Circuito eléctrico del sensor de distancia

2.2. Interfase de los sensores con el microcontrolador

Para la realización de una secuencia de conversión exitosa, es necesario conocer las capacidades de conversión del A/D con el que cuenta el microcontrolador. La principal capacidad de éste es el margen de conversión de una magnitud analógica la cual es de 0 y 5 VDC, por lo que este rango es el que deben manejar los sensores. Una característica con la que cuentan los sensores de distancia es que conforme se incrementa la magnitud de la tensión eléctrica medida en las terminales de estos, mayor es la distancia del móvil hacia el objeto.

La operación del A/D radica en el modo de rastreo (conversión continua) y conversiones a ocho bits, que corresponden a las entradas “fuzzy” para el algoritmo de lógica difusa, dado al uso de registros de 8 bits.

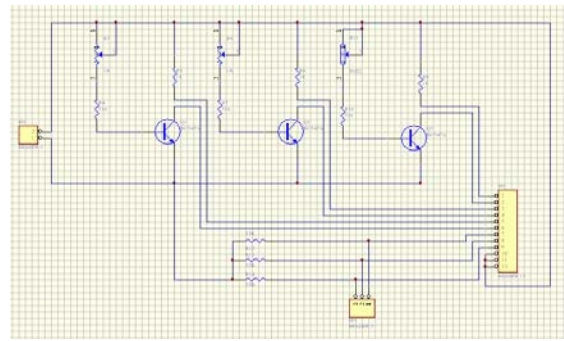


Fig. 2. Interfase de los sensores y del convertidor analógico digital

2.3. Convertidor Analógico Digital (A/D)

El A/D es un convertidor analógico a digital de 8 canales, de 8 ó 10 bits cada uno, con entradas multiplexadas con una precisión de ± 2 bits menos significativos. No necesita de circuitos de muestreo y retención externos por la técnica de distribución de cargas que emplea. El modulo del A/D, consiste de un bloque de registro de control mapeado en una sección de memoria de 16 palabras (32 bytes) empleado para control, prueba y configuración.

2.4. Desarrollo del algoritmo difuso para el móvil

“Un Cretense asegura que todos los Cretenses mienten. Entonces, ¿estará él mintiendo también? Si él miente, entonces él está diciendo la verdad y no miente. Si él no miente, entonces él está diciendo la verdad y, por lo tanto miente”.

La frase citada anteriormente es una antigua paradoja griega descubierta por Bertrand Russell a principios del siglo XX. A partir de esta paradoja se dan los primeros orígenes de la lógica difusa.

En la frase citada, en ambos casos (que todos los Cretenses mientan o que todos los Cretenses no mientan) existe una contradicción, porque ambas sentencias son verdaderas y falsas a la vez. Russell encontró este mismo tipo de paradoja aplicada a la teoría de conjuntos usada en lógica discreta. Las sentencias deben ser totalmente verdaderas o totalmente falsas conduciendo hacia áreas de contradicción.

La lógica difusa supero esta dificultad de la lógica clásica permitiendo a las sentencias ser interpretadas como verdaderas y falsas al mismo tiempo. Por lo tanto, aplicando la lógica difusa a la paradoja griega se produce una sentencia que es tanto verdadera como falsa: Los Cretenses dicen la verdad el 50% del tiempo y mienten el otro 50% del tiempo.

La lógica difusa (fuzzy logic) es una rama de la inteligencia artificial que está relacionada con el uso de algoritmos de razonamiento para simular el pensamiento humano y la toma de decisiones dentro de una máquina. En ésta, las variables pueden tener varios niveles de verdad o falsedad representados por rangos de valores entre el 1 (verdadero) y el 0 (falso). Con la lógica fuzzy, el resultado de una operación se puede expresar como una probabilidad y no necesariamente como una certeza. Por ejemplo, además de los valores verdadero o falso, un resultado puede adoptar valores tales como probablemente verdadero, posiblemente verdadero, posiblemente falso y probablemente falso. Esta lógica es utilizada en algunos sistemas expertos.

Usar lógica difusa nos permite implementar el control difuso sin la necesidad de un modelo matemático como se debe hacer en el control clásico, solamente se requiere tener un experto del proceso que no necesariamente debe ser un Ingeniero, en la industria normalmente las máquinas no automatizadas son controladas manualmente por un operario el cual es el experto ya que él tiene el conocimiento para mantener ese proceso estable. La idea de el control con lógica difusa es agregar “la experiencia experta”, de un operador humano en el diseño de un controlador para regular un proceso cuyas relaciones de entrada-salida, se describen por un conjunto de reglas de control difuso (es decir reglas del tipo IF, AND y THEN) que usan variables lingüísticas en lugar de un modelo matemático complejo. Con esta lógica podemos realizar controladores para equipos existentes donde obtener su modelo matemático es muy complejo.

2.4.1 Sistemas de control con lógica difusa

El propósito de cualquier sistema de control es el de regular una o mas variables dinámicas de determinado proceso, las cuales dependen a su vez de otros parámetros del mismo proceso, es decir, que se tienen varios puntos de entrada desde los que se puede ver modificada esta variable.

La forma más usual de identificar un sistema es aplicar a su entrada una excitación conocida, obtener la respuesta, y después tratar de ajustar un modelo conocido a las particularidades del sistema sujeto de identificación. Las señales más frecuentemente usadas como excitación son una señal escalón y señales sinusoidales de amplitud constante y frecuencia variable.

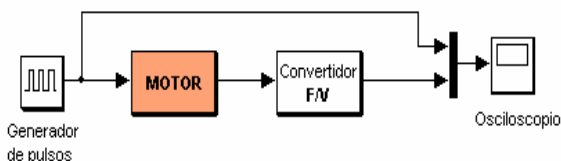


Fig. 3 Modelo para identificación en tiempo de la respuesta de un motor de CD

Para realizar la identificación en tiempo es necesario excitar al sistema por medio de una función escalón (de preferencia unitaria) y conocer la respuesta a esta excitación. Una de las ventajas de este método es precisamente el hecho de que una señal escalón siempre es más fácil de generar. La mejor manera de conocer la respuesta es contar con una gráfica $c(t)$ vs. t adecuadamente escalada en la que sea posible observar el curso temporal de la respuesta desde el momento de aplicar la excitación hasta el establecimiento del régimen permanente en el sistema.

Finalmente, del análisis de la gráfica de la respuesta a un escalón de entrada para un sistema y del conocimiento de la respuesta de sistemas típicos a entradas escalón es posible proponer funciones de transferencia para describir a la mayoría de los sistemas bajo estudio.

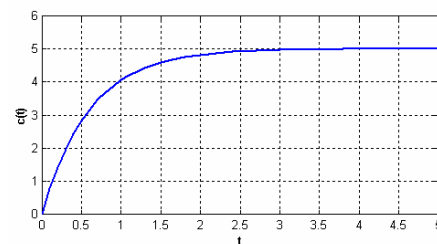


Fig. 4 – Respuesta en tiempo del motor de CD

Ahora bien, en base a este resultado se puede deducir que esta gráfica corresponde a un sistema de primer orden estable y sin retardo donde su función de transferencia en términos de la transformada de Laplace está dada por:

$$G(s) = \frac{k}{sT + 1}$$

donde k es la ganancia dinámica y T es la constante de tiempo. Estos valores de k y T se pueden obtener directamente de la gráfica donde k es la razón del valor de la respuesta en estado permanente $c(\infty)$ entre la amplitud del escalón de entrada; y la constante de tiempo T es el tiempo transcurrido desde el instante de aplicación de la excitación hasta que la respuesta alcanza el 63.2% de su valor final.

Un sistema de control con lógica difusa contiene dos partes principales, la primera parte es un núcleo de inferencia difusa, el cual tiene como principal característica, la asignación del grado de pertenencia ó membresía a los valores adquiridos de las variables de entrada a este proceso se le llama “fuzzyficación”, una vez que todos los valores han sido evaluados, estos datos pasan a través de otro proceso del núcleo de inferencia que es la “defuzzyficación”, el cual es el encargado de dar valores a las salidas del sistema, a través de establecer valores de salida para el sistema (*singletons*), estas salidas del sistema son obtenidas a través de la suma ponderada, la cual permite que el valor de salida vaya acorde a las necesidades del sistema, este núcleo de inferencia es

ejecutado periódicamente para determinar las salidas del sistema basados en las entradas actuales del sistema. La segunda parte del sistema es una base de conocimientos la cual contiene funciones de pertenencia y reglas.

2.4.2 Soporte de lógica difusa en el microcontrolador HC-12

El microcontrolador HC-12, incluye cuatro instrucciones específicas que realizan las tareas específicas de la lógica difusa, además, la implementación de otras instrucciones son especialmente útiles en la elaboración y depuración de algoritmos de lógica difusa, la estructura amigable del lenguaje C del conjunto de instrucciones también ayuda al desarrollo de programas eficientes con este método.

Las cuatro instrucciones de lógica difusa son:

- MEM (Determina el grado de pertenencia), evalúa funciones de pertenencia trapezoidales.
- REV (Evaluación de reglas de lógica difusa).
- REVW (Evaluación ponderada de reglas de lógica difusa).
- WAV, instrucción que realiza la “defuzzyficación” por promedio ponderado con funciones de pertenencia de salida tipo SINGLETON.

Otras instrucciones muy útiles para programas de lógica difusa son:

- MINA, coloca el menor de dos valores de 8 bits en el acumulador A.
- EMIND, coloca el menor de dos valores de 16 bits en el acumulador D.
- MAXM, coloca el mayor de dos valores de 8 bits en memoria.
- EMAXM, coloca el mayor de dos valores sin signo de 16 bits en memoria.
- TBL, búsqueda de tablas e interpolación de 8 bits.
- ETBL, búsqueda de tablas e interpolación de 16 bits.
- EMACS, multiplica y acumula con signo.

2.4.3 Metodología de diseño del sistema de control difuso

Los pasos para definir este algoritmo para un sistema de control con lógica difusa consistió en cinco pasos:

- 1.- Definición de variables de entrada y salida.
- 2.- Decisión sobre la partición de los espacios de las variables de entrada y salida, así como la elección de las funciones de pertenencia para las variables lingüísticas.
- 3.- Elaborar las Matrices y Reglas de Control Difuso

Para las pruebas realizadas con estos parámetros se obtuvieron los resultados mostrados en las figuras 5 a 7.

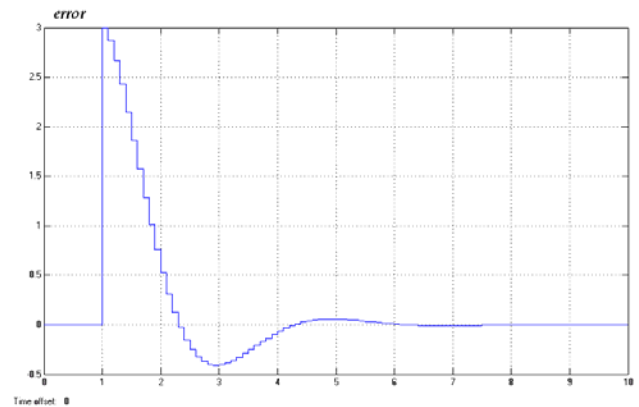


Fig. 5. Comportamiento de la variable *error* para la primera prueba

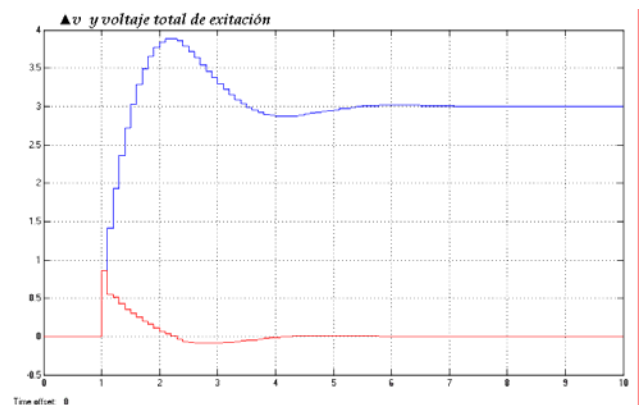


Fig. 6. Comportamiento de la variable Δv y el voltaje total de excitación para la primera prueba

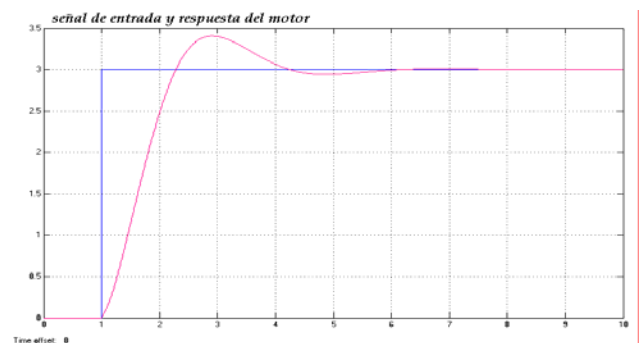


Fig. 7. Interfase de las salidas fuzzy con los motores

En base a las gráficas 5 a 7 podemos observar el comportamiento general de las variables más importantes del sistema y llevar a cabo un nuevo ajuste de los parámetros de las funciones de membresía, en este caso, primeramente se hará un ajuste general de las funciones de membresía de entrada y después de obtener mejores

resultados se realizará un ajuste más fino tanto de las funciones de entrada como de las de salida

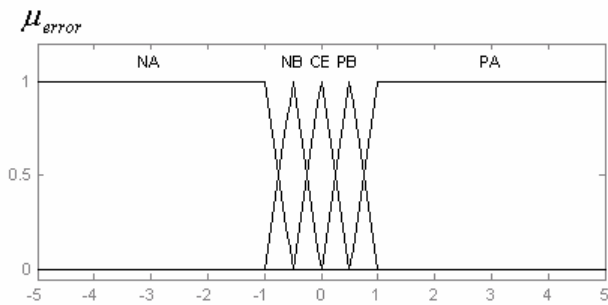


Fig. 8. Distribución de los conjuntos difusos de la variable error para la segunda prueba

En cuanto a la variable correspondiente al cambio en el error (Fig.5) se observa que esta oscila realmente entre valores muy pequeños, prácticamente entre -0.5 y 0.5. Ya que el cálculo del valor del cambio en el error lo realizará el microcontrolador a partir de los valores calculados del error, se decidió conservar el mismo rango de -5 a 5 pero con la diferencia de que antes de que la variable de cambio del error entre al sistema de inferencia difusa, sea multiplicada por un factor de 10, en otras palabras, lo que se busca es realizar un **escalado** de esta variable para adecuarla al rango de valores utilizados por el sistema físico. Hecho esto, se tiene un valor apropiado para ser difusificado mediante sus funciones de membresía que fueron ajustadas.

Para poder controlar los motores se utilizaron “drivers”, los cuales, dentro de sus características están que pueden ser controlados directamente por el microcontrolador. Dentro de los parámetros que pueden controlar se encuentran la velocidad, sentido de giro y freno de los motores. Para realizar lo anterior se necesitó emplear dos puertos, uno para cada motor, de al menos 6 bits para controlar a los motores. Los puertos utilizados fueron el A y B que son de propósitos general y que pueden ser usados como entradas de datos hacia el microcontrolador o como salidas para interfases con dispositivos externos. Los “drivers” utilizados para poder manejar tanto velocidad, como sentido de giro fueron los LMD18245 de National Semiconductor, los cuales son amplificadores de potencia de puente H que incorporan los bloques requeridos para manejar y controlar la corriente en un motor de DC con escobillas o una fase de un motor de pasos. Como características eléctricas puede ser alimentado con 12-55 VDC y manejar motores de hasta 3 Amperes de corriente de consumo en promedio. Además, en su construcción combina la tecnología necesaria para el control de las cargas y circuitos de protección en una misma estructura monolítica. El control de la corriente en los motores se realiza mediante la técnica de tiempo de apagado fijo del puente H.

2.6 Comunicación serial con el HC12

La interfase serial del microcontrolador consiste de dos subsistemas seriales independientes de entrada/salida (I/O):

- Interfase de Comunicación Serial (SCI)
- Interfase Serial Periférica (SPI)

Para poder establecer la comunicación serial asíncrona, se utilizó la Interfase de Comunicación Serial.

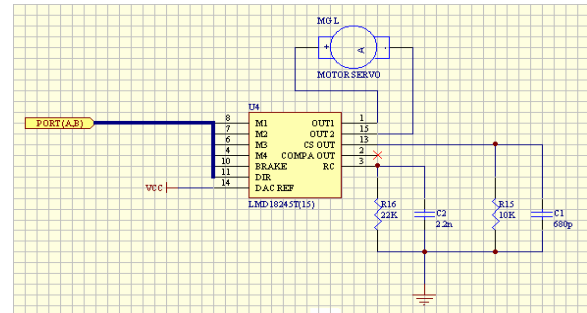


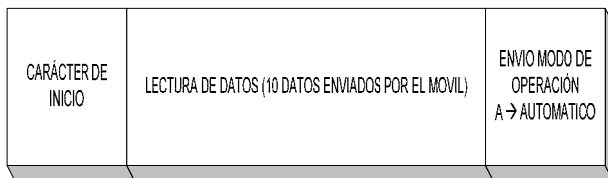
Fig. 9. Circuito eléctrico del control de motores

Mientras el microcontrolador realiza el procesamiento de la información que le envían los sensores, éste debe transmitirla cada vez que se completa un ciclo de procesamiento, con esto no hay problema alguno para la comunicación. El problema se presenta cuando hay una petición de comunicación de la PC hacia el microcontrolador, puesto que la tarea prioritaria del microcontrolador es dirigir al móvil y después la comunicación hacia la PC. Entonces para atender una petición de comunicación hay que habilitar los servicios de interrupción del SCI y desarrollar una rutina de interrupción en la cual se transmitan los parámetros de distancia junto con los de velocidad y giro de ambos motores, y después de transmitirlos el microcontrolador regrese a realizar las tareas que dejó pendientes.

Para que la comunicación entre ambos dispositivos sea eficiente y sin interpretaciones erróneas de los datos transmitidos, es necesario establecer la forma en que estos datos serán transmitidos. A lo anterior se le conoce como un protocolo (*lenguaje*) de comunicación y no es más que el conjunto de reglas que gobiernan la comunicación entre dos equipos. En el presente proyecto no fue necesario desarrollar un protocolo de comunicación complejo por que solo se tenían que comunicar dos dispositivos, por lo que no había que incluir algún byte de direccionamiento para la respuesta a una petición de enlace, y como la longitud de la trama de datos a comunicar es muy corta, máximo son 5 bytes de datos, fue necesario incluir algoritmos de detección de error para verificar que todos los datos se han recibido de manera correcta y sin errores (p. ej. el *checksum*, transmisión de un byte el cual es la

suma de todos los bytes de información enviados). Lo que es necesario es determinar cuáles y en qué orden se transmitirán los datos, y éstos son, la distancia y estado de los motores, se decidió transmitir primero las distancias registradas por cada sensor (p. ej. sensor 1, sensor 2 y sensor 3, después el estado de cada motor, transmitiendo primero que tipo de motor (derecho o izquierdo) a continuación de su estado (velocidad y giro). Puesto que se trataban de 5 bytes de información útiles y todos enviados de manera continua, después de ser recibidos los cinco se entiende que la comunicación ha terminado.

Esquema del Protocolo de Comunicación (Modo de Operación AUTOMÁTICO)



Esquema del Protocolo de Comunicación (Modo de Operación MANUAL)

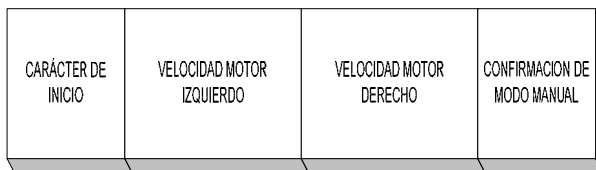


Fig.10. Esquemas del protocolo de comunicación

2.7 Comunicación inalámbrica

El transceptor (transmisor- receptor) utilizado fue el TR-916-SC-P de Linx Electronics. El módulo transceptor TR-916-SC esta diseñado para la efectiva bi-direccional transferencia de información inalámbrica. El transceptor utiliza una avanzada arquitectura sintetizada y tiene interfase directa para información analógica o digital, compatible con datos de salida UART, RSSI, bajo consumo de corriente, un amplio voltaje de operación, interruptor TX/RX en tablilla y muchas otras características útiles, tales como tiempos rápidos de repunte, junto con el apoyo de proporciones de datos a 33.6 Kbps, hacen al transceptor conveniente para un amplio rango de aplicaciones. Alojado en un paquete compacto, el transceptor no requiere sintonización o componentes externos de RF (excepto la antena).

2.8 Monitoreo y control virtual

Para llevar a cabo el monitoreo del móvil, fue necesario usar un programa virtual para poder realizar la comunicación desde el exterior hacia la PC por medio del puerto serial, usando el protocolo RS-232. El programa utilizado fue LABVIEW, debido a que éste nos ofrece

herramientas virtuales para realizar un control desde el puerto serial.

2. 8.1 Software para comunicación serial con labview

La librería de LABVIEW INSTRUMENT I/O, contiene los subVIs para comunicar la PC con cualquier instrumento de forma serial. Estas funciones llaman al “driver” del puerto serial instalado por el sistema operativo de la computadora.

2.9 Prototipo final

La figura 11 muestra el sistema implementado y terminado para su operación.

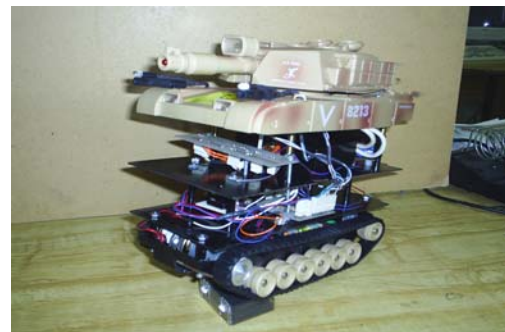


Fig. 11. Prototipo final

Conclusiones

Actualmente desarrollar sistemas automáticos requiere de una buena base de conocimientos en las áreas de Electrónica, Comunicaciones, Computación y Control. Bajo estas condiciones y después de desarrollar este prototipo es posible concluir que la capacidad de diseño se puede lograr a un buen nivel y que pueden utilizarse en ambientes reales. Entre las ventajas de estos sistemas está su bajo costo y facilidad de uso, además de que sería muy fácil añadir funcionalidad extra sin costo como conexión a una base de datos, manipulación del control remoto desde un navegador Web o un teléfono celular, sólo por mencionar algunos ejemplos.

Referencias

- [1] Ogata, K., *Ingeniería de Control Moderna*, 3ª. Ed. Prentice Hall
- [2] Ogata, K., *Sistemas de Control en Tiempo Discreto*, 2ª. Ed., Prentice Hall
- [3]. Brogan, W., *Modern Control Theory*, 3ª. Ed. Prentice Hall

[4] Nise, N.S., *Sistemas de Control para Ingeniería*, 3ª Ed., CECSA

[5] Proakis G. J, Salehi M., *Communication Systems*

Engineering, 2ª. Ed. Prentice Hall, 2002, chap. 10

[6] Carlson, B., Crilly P., Rutledge J., *Communication Systems*, 4ª. Ed., Mc. Graw Hill, 2002, chap. 14.

Brazo Mecánico XZ Para la Separación de Materiales Férricos

G. Villegas R., J. Cid M., G. Sánchez M., J. Barahona A., Luis M. de la Rosa H.

Facultad de Ciencias de la Electrónica Grupo de Mecatrónica

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla

Apartado Postal 542, Puebla 72001, México

Control y Automatización

gvi@ece.buap.mx;godo@ece.buap.mx

Resumen— Este artículo aborda el diseño desarrollo y construcción de un brazo XZ para el separado de materiales férricos, tendrá dos formas de manejo: automáticamente (a través de una computadora) y manualmente (con un Joystick), dependiendo de la elección del usuario. Para la separación de los metales, se emplean tres tipos de procesos: mecánicos, químicos o eléctricos, en nuestro trabajo elegimos el eléctrico, que se basa en las propiedades magnéticas de los materiales. Para separar el material metálico el brazo tiene que barrer una banda transportadora por donde circula el material y de está forma separar el material que nos interesa. La automatización de este brazo nos dará una visión más amplia de lo que puede ayudar esto a una empresa ya que se va a dar en la misma un proceso de mecanización de las actividades industriales para, simplificar el trabajo tener una recolección más rápida y eficiente.

Palabras Claves— Metalurgia, Automatización, Campo magnético, electroimán y motores de cd.

I. INTRODUCCIÓN

Desde tiempos muy remotos, el uso de ciertos metales como el cobre, hierro, plata, plomo, , estaño, etc. se convirtió en indispensable para la evolución de las distintas civilizaciones. Por ello, la metalurgia es una actividad a la que el ser humano ha dedicado grandes esfuerzos. Desde la antigüedad ya se aplicaban

algunas técnicas metalúrgicas, como el moldeo a la cera utilizada por los chinos, egipcios y griegos; la soldadura inventada por glauco en el siglo VII A. C., y el tratamiento térmico para el temple con acero utilizado por los griegos. No fue hasta la edad media cuando aparecieron otras técnicas metalúrgicas de importancia y así durante el siglo XIII aparecieron los primeros altos hornos y la fundición. Los procesos metalúrgicos constan de dos operaciones: la concentración, que consiste en separar el metal o compuesto metálico del material residual que lo acompaña en el mineral , y el refinado, en un estado puro o casi puro, adecuado para su empleo. Tanto para la concentración como para el refinado se emplean tres tipos de procesos: mecánicos, químicos y eléctricos.

Uno de los métodos de concentración mecánica más sencillos es la separación por gravedad. La flotación es hoy el método más importante de concentración mecánica. En su forma más simple, es un proceso, es un proceso de gravedad modificado en el que el mineral metálico finamente triturado se mezcla con un líquido. El metal o compuesto metálico suele flotar, mientras que la ganga (material residual) se va al fondo. En la mayoría de los procesos de flotación modernos se emplean aceites u otros agentes para ayudar a flotar el metal o la ganga (material residual).

Esto permite que floten en agua sustancias de cierto peso.

Los métodos de separación química son en general los más importantes desde el punto de vista económico. Hoy, esta separación se utiliza con frecuencia como segunda etapa del proceso, después de la concentración mecánica. La fundición proporciona un tonelaje mayor de metal refinado que cualquier otro proceso. Aquí, el mineral metálico, o el concentrado de un proceso de separación mecánica, se calientan a elevadas temperaturas junto con un agente reductor fundente. El agente reductor se combina con el oxígeno del óxido metálico dejando el metal puro, mientras que el fundente se combina con la ganga para formar una escoria líquida a temperatura de fundición, por lo que puede retirarse de la superficie del metal.

La separación eléctrica se basa en minerales con propiedades magnéticas, como la magnetita, se concentran por medio de electroimanes que atraen el metal pero no la ganga. La concentración electrostática utiliza un campo eléctrico para separar compuestos de propiedades eléctricas diferentes, aprovechando la atracción entre cargas opuestas y la repulsión entre cargas iguales.

Este artículo está organizado de la siguiente manera. En la sección II damos los parámetros para el diseño del brazo XZ, en la Sección III presentamos los circuitos para el control del sistema. En la Sección IV presentamos nuestros resultados y en la V las conclusiones.

II. PARÁMETROS PARA EL DISEÑO DEL BRAZO MECÁNICO XZ

El primer paso a desarrollar es el diseño y planificación de la estructura, la cual debe soportar el peso de motores, electroimán,

caja de controles y material recolectado, este peso es calculado en aproximadamente quince kilos. Dicha estructura es diseñada acorde a la banda transportadora que va a ser utilizada en este proceso, las medidas respecto a la banda que se muestra en la Figura 1 serán:



Figura 1 Banda transportadora

Medidas de la Estructura de la Banda

Altura: 0.75 metros.

Largo: 1.65 metros.

Ancho: 0.43 metros.

Dicha estructura va a ser colocada respecto al ancho de la estructura metálica de la banda, pero debe de ser más larga, puesto que además de recorrer el ancho de esta, debe de salir de la estructura para que el material recolectado sea colocado en algún recipiente.

La propuesta del diseño es una estructura metálica de tipo Gantry[1], esto significa que la estructura se realiza a partir de cuatro soportes colocados en cada esquina de una superficie rectangular, lo que nos proporciona el máximo soporte que se puede tener, además de que los soportes colocados en los extremos de la superficie rectangular van unidos por un eje transversal para tener menor tensión en dichos apoyos.

Una vez realizada la estructura con todas las características mencionadas, se diseñó un sistema tipo carrito que va a hacer el

recorrido a todo el largo de la estructura. Para este sistema se ocupó un motor de un lado y del otro lado un oruga dentada, y una banda dentada que se une a los extremos del carrito pasando por la oruga y el motor, un ejemplo de cómo sería este mecanismo se muestra en Figura 2.

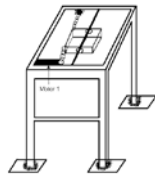


Figura 2. Sistema de recorrido

La potencia requerida por la máquina accionada, debe multiplicarse por un factor de servicio F_s , factor que tiene en cuenta las características específicas del trabajo a realizar y el resultado, llamado Potencia de selección.

Potencia de selección (P_n) = Potencia requerida (P_r) X F_s .

En algunos casos los reductores se determinan no por la potencia sino por los torques. El torque y la potencia están relacionados mediante la siguiente función: $716.2 \times P_n$ (HP)

P_n está dada por $P_n = \frac{HP \text{ entrada}}{n}$, donde n , = Eficiencia del reductor

Entonces tenemos que:

El factor de servicio F_s , para nuestro diseño es 1.25, $\frac{1}{4}$ HP, por lo que:

Potencia de Selección: (P_n) = $\frac{1}{4}$ hp X 1.25 = 0.3125

Entonces $716 \times (0.3125) = 223.75$ kg-m de torque

Una vez desarrollado estos cálculos y comprobados con los requeridos podemos elegir el motorreductor ideal para dichas necesidades.

Se eligió el uso de un motorreductor de velocidad de la marca **SELECSA**, esta va a ser de Corona, monofásico de $\frac{1}{2}$ caballo de fuerza; respecto a su alimentación es variable de 2.3 hasta 25 volts de cd, y su corriente es de 800 mA. hasta 3 amperes promedio. Dicho motorreductor ocupado se muestra en la Figura 3.



Figura 3 Motorreductor Selecsa

El sistema de recorrido realiza su movimiento a través del eje X, por lo que ahora se realizará en el eje Z.

A continuación en la Figura 4 mostramos el movimiento en el eje Z, para este movimiento necesitaremos otro motoreductor el cual tiene la función de subir y bajar el brazo, el electroimán y todo el peso que cargue el electroimán, que es propuesto en 10 kilogramos.



Figura 4 Estructura Completa

A lo largo de esta barra se colocará una cadena de bicicleta soldada a la misma, y el motor llevará una catarina dentada, de ese modo subirá o bajará la barra, es decir desplazándose en el eje Z.

El peso, es una consideración importante por lo se eligió un motoreductor liviano, con fuerza, de corona, monofásico con una tensión que va desde 1.5 hasta 50 volts a 3 amperes, y $\frac{1}{2}$ HP, lo cual nos genera una enorme fuerza y tan solo pesa 220 gramos, en pocas palabras ligero. El

motoreductor seleccionado es de la marca Parvalux y se muestra en la Figura 5.



Figura 5 motorreductor Parvalux

Como podemos observar las características de dicho motorreductor son ideales para los fines requeridos, ya que es capaz de levantar un gran peso, fijarse en cualquier posición sin ningún freno y solo necesita una mínima señal de entrada para su funcionamiento.

El sistema mecánico, con sus movimientos en los ejes X y Z, se muestra en la Figura 6.



Figura 6 Sistema mecánico

Como se eligió un sistema de separación eléctrico, el efector final va a ser un electroimán. Para el diseño de la bobina proponemos un campo magnético de 5000 gauss, lo que consideramos un buen campo para esta aplicación, por lo que la bobina debe de ser aproximadamente de unos 1000 H. El núcleo de una bobina es importante para tener un mayor campo, por lo que se toma al hierro ya que la permitividad de este es una de las más elevadas. Para el diseño de una bobina es necesario tomar en cuenta lo siguiente:

$$L = (N^2 A \mu_r \mu_0) / l$$

Donde:

L – es la inductancia de la bobina, dada en H.

A - es el área transversal del núcleo, dada en m^2

l – es la longitud del núcleo de la inductancia

μ_r – permitividad del núcleo (1000 hierro)

μ_0 – permitividad del aire (1.26×10^{-6})

N – número de vueltas

De esta manera podemos encontrar el número de vueltas necesarias para el desarrollo de la bobina y a continuación mostramos los valores que se tienen:

$$L = 1000 \text{ H}$$

$$l = 10 \text{ cm}$$

$$\mu_r = 1000 \text{ para el hierro}$$

$$\mu_0 = 1.26 \times 10^{-6}$$

$$A = 2\pi r, r = 1 \text{ cm entonces}$$

$$A = 0.0314159 \text{ m}^2$$

despejando N y sustituyendo los valores anteriores tenemos que $N = 1601$ vueltas

La bobina, está sobre un carrete de hierro de 1cm. de radio del núcleo, los extremos de este, van a ser de 7.5 cm de diámetro, y de un extremo se colocarán 2 tornillos para poder sujetarse al sistema. Respecto al alambre ocupado, es alambre magneto de calibre 18, dado que puede soportar tensiones de voltaje de 120 volts de corriente alterna, para lograr ese número de vueltas requeridas se calculó aproximadamente en 2 kilogramos de este alambre. Una vez enrollado el alambre con el número de vueltas calculadas sobre el carrete de hierro, y al alimentarlo con un voltaje de 120 volts de corriente alterna, tenemos un electroimán con un campo magnético de 5835 gauss, lo que es casi lo que se requería, mientras que la

bobina nos genera 930 H. los cuales se aproximan a los descritos anteriormente. De esa manera tenemos el electroimán con un campo magnético satisfactorio acorde a nuestras necesidades.

III. Sistema de Control Electrónico

El sistema funciona a partir de 5 líneas de control, también consta de dos módulos de potencia, uno utilizado para el modo manual y otro para el modo automático, esto se debe al gran consumo de corriente y voltaje solicitado por el sistema.

Modo de operación manual

Se utiliza un joystick, el cual tiene 5 botones, los cuales controlan los movimientos de arriba, abajo, izquierda, derecha y el encendido del electroimán, de esa manera el operador decide el movimiento a realizar y cuando activar el electroimán. Por lo tanto tenemos 5 líneas de control, las cuales van hacia un sistema de potencia formado por puentes H[2], implementados con relevadores.

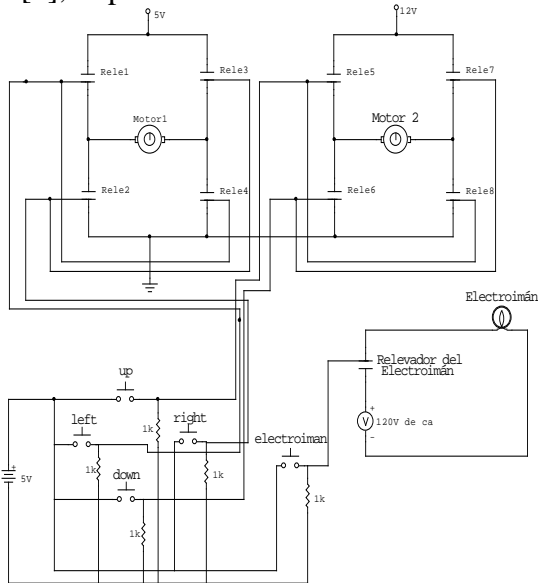


Figura 7. Circuito modo de operación manual

Las 4 líneas de control de arriba, abajo, izquierda y derecha van conectadas hacia las líneas de control de los dos puentes H mientras que la línea del electroimán va conectada hacia un relevador, como se muestra en la figura 7. Cabe mencionar que estos puentes H se implementaron con relevadores como se muestra en la figura 8.

Modo de operación Automático

Este modo de operación utiliza una computadora y a través del puerto paralelo controlamos el sistema.

Por lo tanto este modo de operación trabaja con otros puentes H, implementados con transistores TIP 41C y TIP 42C[3], así como se muestra en la figura 8 y son alimentados con la segunda fuente del sistema que tiene 24 volts a 2 amperes.

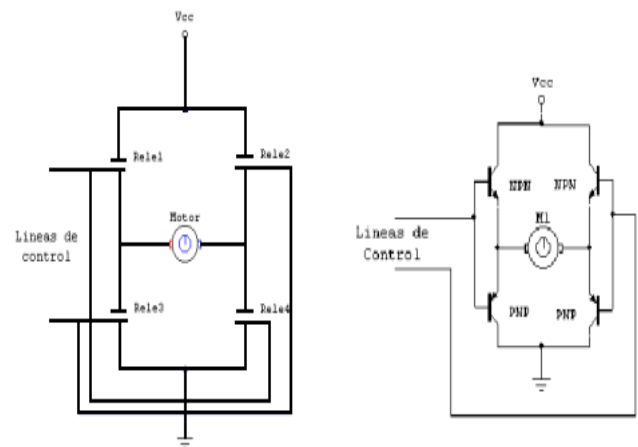


Figura 8 implementación de los puentes H

Un aspecto importante que es que al estar conectados al mismo punto hay una pérdida de corriente del modo de operación que se encuentra en funcionamiento, por lo que para el modo de operación automático se colocan interruptores para cada línea de control, lo que significa que si se desconecta el

modo de operación manual para accionar el modo automático solo se activan dichos interruptores.

Es necesario generar las 5 líneas de control, para esto es necesario la configuración del puerto paralelo que se muestra en la siguiente tabla 2.

# Pin	E/S	Polaridad activa	Descripción
1	Salida	0	Strobe
2 ~ 9	Salida	-	Líneas de datos (bit 0/patita 2, bit 7/patita 9)
10	Entrada	0	Línea acknowledge (activa cuando el sistema remoto toma datos)
11	Entrada	0	Línea busy (si está activa, el sistema remoto no acepta datos)
12	Entrada	1	Línea Falta de papel (si está activa, falta papel en la impresora)
13	Entrada	1	Línea Select (si está activa, la impresora se ha seleccionado)
14	Salida	0	Línea Autofeed (si está activa, la impresora inserta una nueva línea por cada retorno de carro)
15	Entrada	0	Línea Error (si está activa, hay un error en la

			impresora)
16	Salida	0	Línea Init (Si se mantiene activa por al menos 50 microsegundos, ésta señal autoinicializa la impresora)
17	Salida	0	Línea Select input (Cuando está inactiva, obliga a la impresora a salir de línea)
18 ~ 25	-	-	Tierra

Tabla 2. Configuración del puerto paralelo

De la terminal 2 hasta el 9 son 8 salidas, para nuestros fines solo ocuparemos 5 de ellas, también contando la conexión de la tierra hacia el sistema (terminal 18 al 25) os 2 motores y el electroimán).

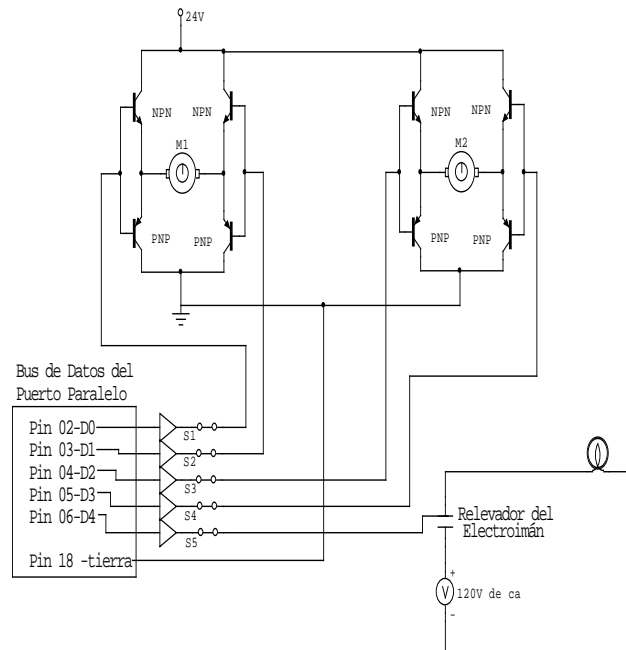


Figura 9 Circuito modo de operación automático

Sin embargo estas salidas a pesar de que entregan 5 volts (TTL), poseen muy poca corriente, por lo que no se pueden conectar directamente hacia nuestras líneas de control ya que pueden llegar a quemar el puerto, para solucionar esto es necesario el diseño de unos Buffers o amplificadores conectados a las salidas del puerto en las señales ocupadas, y de ahí ahora sí parten hacia las señales de control. A continuación en la figura 9 se muestra el circuito realizado para la conexión del puerto paralelo hasta nuestras salidas (los 2 motores y el electroimán).

Una vez que se tiene el circuito, se desarrolla un programa en lenguaje C++[4] para programar el puerto bajo las siguientes consideraciones:

- La terminal dos controla el movimiento hacia la izquierda
- La terminal tres controla el movimiento hacia la derecha
- La terminal cuatro controla el movimiento hacia arriba
- La terminal cinco controla el movimiento hacia abajo
- La terminal seis o controla el encendido del electroimán

El sistema funciona con 2 fuentes, la primera es la general del sistema y se constituye por una fuente conmutada (fuente de computadora), dicha fuente nos genera 4 salidas de voltajes constantes, 3 de estas salidas son de 5 volts y 1 es de 12 volts. La segunda fuente está hecha con la capacidad de generar una salida de 24 volts a 2 amperes de corriente.

Las salidas de nuestra fuente general están dirigidas hacia: una de 5 volts para la alimentación del puente H (con relevadores). Una de 12 volts para la alimentación del puente H (con relevadores).

Una de 5 volts para nuestro sistema de posicionamiento (retroalimentación).

Una de 5 volts para la activación de cada modo de operación.

La salida de la segunda fuente está dirigida: una de 24 volts para la alimentación del segundo puente H (con transistores)

IV. Conclusiones

Los objetivos marcados en este trabajo se cumplen satisfactoriamente. Es fácil de operar y económico a comparación de los comerciales.

Por otro lado tenemos una buena eficiencia en los modos de operación, eso sin contar que el sistema es versátil ya que se puede programar, además de que se puede cambiar el efector final para otra aplicación.

Este sistema puede hacerse más complejo si se añade un circuito detector de metales no férricos, y de esa manera el sistema se convierte en uno con buena eficacia y con aspectos muy importantes para el separado de metales.

En México no existen empresas dedicadas al desarrollo de estos productos por lo cual el mercado es amplio y con muchas expectativas.

V. Bibliografía

- [1]Mott Robert. "Diseño de elementos de máquinas". Editorial Prentice-Hall. Segunda edición México 1992. p.p. 787.
- [2]Weed and Davis. "Fundamental of Electron Devices and Circuits". Editorial Prentice Hall. 1959.
- [3]"Power Circuits Handbook". Motorola Semiconductor Products, 1968.
- [4].Gottfried Byron. "Programación en C". Editorial Mc. Graw Hill. Segunda Edición. México 1997. p.p. 87.
<http://gracida.com/magneticos.htm>
<http://www.gaussmagneti.it/>

Control de Posición con Acciones Acotadas para Robots Manipuladores

G. Villegas R., J. Cid., J. Barahona A., G. Sánchez M., D. Rojas B.
Facultad de Ciencias de la Electrónica Grupo de Mecatrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla
Apartado Postal 542, Puebla72001, México
Control y Automatización
gvi@ece.buap.mx; godo@ece.buap.mx

Resumen— Este artículo aborda el problema de control de posición de robots manipuladores. Proponemos una familia de controladores con acciones acotadas para resolver el problema de regulación. La prueba de estabilidad asintótica del punto de equilibrio de la ecuación en lazo cerrado compuesta por la dinámica Euler-Lagrange del robot manipulador y el regulador es presentada usando el método directo de Lyapunov y el principio de invarianza de Lasalle. La estructura de estos controladores está compuesta de una parte proporcional saturada, un factor de amortiguamiento saturado y compensación de gravedad. Además de los resultados teóricos, también se presentan la evaluación experimental de tres reguladores que pertenecen a la familia propuesta. La evaluación experimental es realizada sobre un robot manipulador de tres grados de libertad de transmisión directa. El regulador con mejor desempeño es utilizado para llevar a cabo la aplicación industrial “Traslado de objetos”.

Palabras Claves— Control de posición, estabilidad, Euler-Lagrange, función de Lyapunov, Principio de invarianza de Lassalle.

I. INTRODUCCIÓN

Actualmente los robots manipuladores son muy utilizados en procesos de fabricación repetitivos y por lo tanto

tienen diversas aplicaciones en la industria, como por ejemplo: soldar carrocerías de autos, pintar, montaje de circuitos integrados, transporte de materiales, etc. Muchas de estas aplicaciones requieren de la ejecución de una trayectoria específica; al problema de controlar la ejecución de esa trayectoria por el robot manipulador se le denomina control de movimiento.

Uno de los principales puntos de interés en los robots manipuladores se ubica en el diseño de controladores de seguimiento para realizar movimientos de alta precisión y velocidad.

El problema del control de movimiento en robots manipuladores consiste en hallar los pares aplicados por los actuadores a sus articulaciones, de tal forma que las posiciones asociadas a las coordenadas articulares del robot manipulador sigan con exactitud la posición deseada variante en el tiempo. Es decir consiste en encontrar un τ de tal manera que lleve al robot manipulador desde una posición inicial hasta una posición deseada sin importar las condiciones iniciales y evitando saturar los actuadores. Como caso particular del control de movimiento se encuentra el denominado control de posición pura o regulación (constante en el tiempo) y llevar el extremo del robot manipulador a la posición deseada independientemente de su posición inicial, velocidad y la trayectoria que

siga. Entonces el hecho de realizar control de posición, consiste en llevar al robot manipulador a una posición deseada a partir de una posición inicial (posición de casa) y la posición deseada debe ser dada como un vector de ángulos (posiciones articulares) que nos describan puntos en el espacio y que dichos puntos estén dentro del espacio de trabajo del robot manipulador.

Este artículo esta organizado de la siguiente manera. En la sección II damos un resumen del modelo de un robot, sus propiedades y la formulación del problema de control. En la sección III, introducimos los controladores propuestos y su análisis de estabilidad. Los resultados experimentales son mostrados en la sección IV, y finalmente en la sección V nuestras conclusiones.

II. DINÁMICA DE UN ROBOT RIGIDO Y FORMULACION DEL PROBLEMA DE CONTROL

Existen varios métodos para el diseño de controladores, uno de estos es por moldeo de energía[3], que consiste en encontrar una energía potencial artificial, que aplicada a la parte proporcional del controlador este sea estable para ciertos robots manipuladores. La ecuación general para esta metodología esta dada por la siguiente ecuación:

$$\tau = K_p \frac{\partial v(\tilde{q})}{\partial \tilde{q}} - K_v \dot{q} + g(q) \quad (1)$$

Donde K_p , K_v son las ganancias proporcional derivativa respectivamente,

$K_p \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $K_p \succ 0$, q es de dimensión $n \times 1$ y es el vector de desplazamientos, \tilde{q} es la señal de error, \dot{q} es el vector de velocidades, τ es de $n \times 1$ y es el vector de torques aplicados, y v es la energía potencial artificial y está dada definida como el

gradiente: $\nabla v(\tilde{q}) = \frac{\partial v(\tilde{q})}{\partial \tilde{q}}$ y $v(K_p, \tilde{q}) \succ 0$

y es una función definida positiva.

$K_p \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $K_p \succ 0$, $\dot{q}^T F_v(K_v, \dot{q}) \succ 0$, es una función definida positiva.

$K_v \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $K_v \succ 0$ y $g(q)$, es el par gravitacional.

Una vez que propuesto el controlador que tendrá la forma de la ecuación (1), el siguiente paso será calcular la energía total del sistema, energía cinética más la energía potencial artificial dada como:

$$v(\dot{q}, \tilde{q}) = \frac{1}{2} \dot{q}^T M(q) \dot{q} + F(K_p, \tilde{q}) \quad (2)$$

Donde el primer término corresponde a la energía cinética y $M(q)$ es de $n \times n$ simétrica, definida positiva y es la matriz de inercias, el segundo termino corresponde a la energía potencial artificial y que está definida como el gradiente de $F(K_p, \tilde{q})$, que se diseñará de tal forma que el punto de equilibrio tenga una energía mínima en el origen.

El siguiente paso será demostrar estabilidad o estabilidad asintótica global, es decir, que la derivada de la energía \dot{v} cumpla con una de las siguientes dos condiciones:

a) $\dot{v}(\dot{q}, \tilde{q}) \leq 0$ con esto demostramos estabilidad

b) $\dot{v}(\dot{q}, \tilde{q}) \prec 0$ con esto demostramos estabilidad asintótica global

Si es el caso a) aplicaremos el teorema de Lasalle para demostrar estabilidad asintótica global, el cual esta expresado como:

$$\Omega = \left[\begin{array}{c} \tilde{q} \\ \dot{q} \end{array} \right] \in \mathbb{R}^{2n} \Big/ \dot{v}(\tilde{q}, \dot{q}) = 0 \Leftrightarrow \left[\begin{array}{c} \dot{q} = 0 \\ \tilde{q} = 0 \end{array} \right] \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} \left[\begin{array}{c} \tilde{q}(t) \\ \dot{q}(t) \end{array} \right] \rightarrow 0 \quad (3)$$

Considerando la ecuación de un robot manipulador de n eslabones y n grados de libertad:

$$\tau = \mathbf{M}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{g}(\mathbf{q}) + \mathbf{F}(\dot{\mathbf{q}}) \quad (4)$$

$\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}}$ es de $n \times 1$ y es el vector fuerzas centrífugas y de Coriolis, $\mathbf{g}(\mathbf{q})$ es de $n \times 1$ y es el vector de pares gravitacionales obtenido como el gradiente de la energía potencial del robot $U(\mathbf{q})$ debida a la gravedad, i.e.,

$$\mathbf{g}(\mathbf{q}) = \frac{\partial U(\mathbf{q})}{\partial \mathbf{q}} \quad (5)$$

Aunque la ecuación (1) es compleja, tiene varias características fundamentales que se puedan explotar para facilitar el diseño de sistemas de control. Tres importantes propiedades son consideradas.

Propiedad 1 (ver e.g.[4]): La matriz $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ y la derivada de la matriz de inercia con respecto al tiempo $\dot{\mathbf{M}}(\mathbf{q})$ satisface que:

$$\dot{\mathbf{q}}^T \left[\frac{1}{2} \dot{\mathbf{M}}(\mathbf{q}) - \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \right] \dot{\mathbf{q}} = 0 \quad \forall \quad \mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}} \in \mathcal{R}^n$$

Propiedad 2: El vector de fricción $f(\dot{\mathbf{q}}, \tau)$ satisface:

$$\dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{f}(\dot{\mathbf{q}}, \tau) > 0 \quad \forall \quad \tau \in \mathcal{R}^n, \dot{\mathbf{q}} \neq 0 \in \mathcal{R}^n$$

Propiedad 3 (ver e.g.,[5]): El vector de torque gravitacional $\mathbf{g}(\mathbf{q})$ esta limitado para toda $\mathbf{q} \in \mathcal{R}^n$. Esto significa que existen las constantes finitas $\bar{g}_i \geq 0$ tales que

$$\sup_{\mathbf{q} \in \mathcal{R}^n} \{ \mathbf{g}_i(\mathbf{q}) \} \leq \bar{g}_i, \quad i = 1, \dots, n \quad (6)$$

Donde $g_i(\mathbf{q})$ contiene los elementos de $\mathbf{g}(\mathbf{q})$.

Ahora estamos en posición de formular el problema de control bajo el torque del actuador.

Considerando el modelo dinámico del robot dado en la ecuación (1). Asumimos que cada actuador y su eslabón pueden dar o suplir un torque máximo conocido como τ_i^{\max} así que

$$|\tau_i| \leq \tau_i^{\max}, \quad i = 1, \dots, n. \quad (7)$$

donde τ_i soporta para i entradas del vector τ . Asumimos que el máximo torque τ_i^{\max} de cada actuador satisface la siguiente condición:

$$\tau_i^{\max} > \bar{g}_i + \max\{f_i^+, -f_i^-\} \quad (8)$$

Donde \bar{g}_i fue definida en la propiedad 3. Esta asunción implica que los actuadores del robot están habilitados para suplir torques para mantener a los eslabones en las posiciones deseadas $\mathbf{q}_d \in \mathcal{R}^n$. Definimos al error de posición como $\tilde{\mathbf{q}} = \mathbf{q}_d - \mathbf{q}$. La señal de control dirigida en este artículo es para llevar la posición de error $\tilde{\mathbf{q}}$ hacia una pequeña región arbitraria alrededor de cero.

Entonces el propósito de este trabajo es evaluar diversos controladores de posición, de tal manera que a la posición a la que queremos enviar al robot es la posición deseada q_d , dicha posición es el conjunto de ángulos que nos describen el punto en el espacio de trabajo del robot donde queremos llegar.

Expresando el modelo dinámico del robot en variables de estado

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{q} \\ \dot{\tilde{q}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dot{q} \\ \mathbf{M}(q)^{-1} [\tau - \mathbf{F}(\dot{q}) - \mathbf{C}(q, \dot{q})\dot{q} - \mathbf{g}(q)] \end{bmatrix} \quad (9)$$

que es la ecuación de lazo cerrado para un robot manipulador[2] y es una ecuación útil para el diseño de controladores ya que nos permite analizar y encontrar el punto de equilibrio, así como demostrar la estabilidad de éste.

La energía total del sistema tiene la siguiente forma:

$$v(\dot{q}, \tilde{q}) = \frac{1}{2} \dot{q}^T \mathbf{M}(q) \dot{q} + \nabla v(\mathbf{K}_p, \tilde{q}) \quad (10)$$

Obteniendo su derivada:

$$\begin{aligned} \dot{v}(\tilde{q}, \dot{q}) &= \dot{q}^T \mathbf{M}(q) \ddot{q} + \frac{1}{2} \dot{q}^T \dot{\mathbf{M}}(q) \dot{q} - \nabla v(\mathbf{K}_p, \tilde{q})^T \dot{\tilde{q}} \\ &= \dot{q}^T \nabla v(\mathbf{K}_p, \tilde{q}) - \dot{q}^T \mathbf{F}_v(\mathbf{K}_v, \dot{q}) - \dot{q}^T \mathbf{C}(q, \dot{q}) \dot{q} \\ &= -\dot{q}^T \mathbf{F}_v(\mathbf{K}_v, \dot{q}) \leq 0, \end{aligned} \quad (11)$$

queda demostrada estabilidad.

Aplicando el teorema de Lasalle dado por la ecuación (3) demostramos estabilidad asintótica global.

III. Controladores propuestos

Controlador signo

$$\tau = \mathbf{K}_p \operatorname{sgn}(\tilde{q}) - \mathbf{K}_v \operatorname{sgn}(\dot{q}) + \mathbf{g}(q) \quad (12)$$

Donde la función sgn la definimos de la siguiente manera:

$$\operatorname{sgn}(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x > 0 \\ 0 & \text{si } x = 0 \\ -1 & \text{si } x < 0 \end{cases}$$

La función propuesta de Lyapunov esta dada por:

$$v(\mathbf{K}_p, \tilde{q}) = \sum_{i=1}^n \mathbf{K}_{pi} |\tilde{q}_i| \quad (13)$$

Controlador Saturado:

$$\tau = \operatorname{Sat}\{\mathbf{K}_p \tilde{q}\} - \operatorname{Sat}\{\mathbf{K}_v \dot{q}\} + \mathbf{g}(q) \quad (14)$$

Donde la función de saturación la definimos de la siguiente manera:

$$\operatorname{Sat}\{x\} = \begin{cases} \gamma^+ & \text{si } x > \gamma^+ \\ x & \text{si } \gamma^- \leq x \leq \gamma^+ \\ \gamma^- & \text{si } x < \gamma^- \end{cases}$$

La función de Lyapunov propuesta está dada por:

$$v = \begin{cases} [\tilde{q}_i]^T \frac{1}{2} \mathbf{K}_{pi} [\tilde{q}_i] & \text{si } |\tilde{q}_i| < \gamma_i \\ \gamma_i & \text{si } \tilde{q}_i \geq \gamma_i \end{cases} \quad (15)$$

Controlador tangente hiperbólico:

$$\tau = \mathbf{K}_p \tanh(\tilde{q}) - \mathbf{K}_v \tanh(\dot{q}) + \mathbf{g}(q) \quad (16)$$

La función de Lyapunov propuesta:

$$v = (\mathbf{K}_p, \tilde{q}) = \sum_{i=1}^n \mathbf{K}_{pi} \ln(\cosh(\tilde{q}_i)) \quad (17)$$

Controlador Senoidal

$$\tau = \mathbf{K}_p \operatorname{sen}(\tilde{q}) - \mathbf{K}_v \operatorname{sen}(\dot{q}) + \mathbf{g}(q) \quad (18)$$

La función de Lyapunov propuesta:

$$v = (\mathbf{K}_p, \tilde{q}) = \sum_{i=1}^n \mathbf{K}_{pi} (1 - \cos(\tilde{q}_i)) \quad (19)$$

IV. Resultados Experimentales

Una vez analizados los controladores se procedió a una comparación simulada utilizando el paquete SIMNON V2.0, el mejor resultado obtenido fue para el controlador Saturado por lo cual mostramos solo estos resultados. En la figura 1 mostramos el comportamiento de los errores \tilde{q}_1, \tilde{q}_2 y \tilde{q}_3 , que corresponden a la base, hombro y codo respectivamente. De la gráfica se observa que la base se estabiliza en aproximadamente 1 segundo, mientras que para el codo y el hombro su tiempo es de 0.7 segundos y 0.5 segundos.

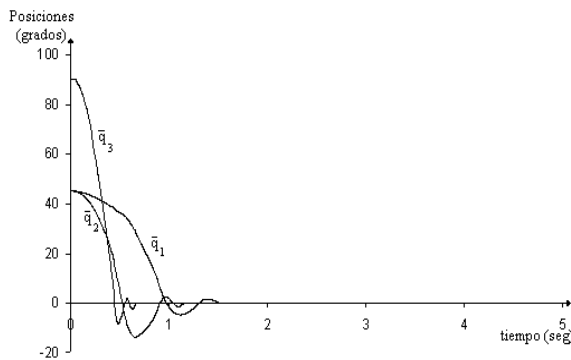


Figura 1 Comportamiento de los errores en las articulaciones del robot.

También se obtuvieron las gráficas de los torques aplicados los cuales se muestran en la Figura 2.

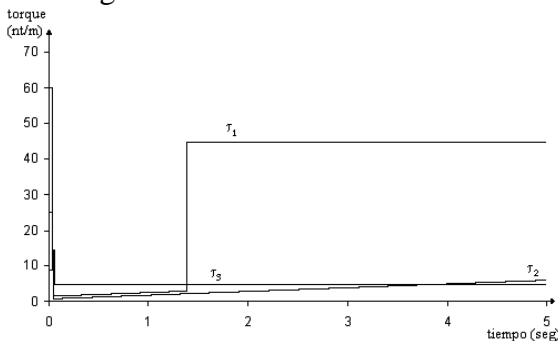


Figura 2 Comportamiento de los torques en las articulaciones del robot

El torque τ_1 correspondiente a la base comienza en 60 Nm, y tiene un cambio para situarse en los 45 Nm que es el torque necesario para mover a la base a la posición deseada, mientras que τ_2 y τ_3 , que corresponden al hombro y codo muestran algunos transitorios para después estabilizarse.

Para la aplicación contamos con un robot manipulador de transmisión directa de tres grados de libertad como el que se muestra en la Figura 3, y que tiene una base un hombro y un codo.



Figura 3. Robot de transmisión directa de tres grados de libertad

Cada una de estas articulaciones cuentan con un motor marca Parker Compumotor y en la Tabla 1 resumimos sus características. Los eslabones fueron realizados en aluminio 6061.

Los motores tienen integrados sensores incrementales que miden los desplazamientos de los eslabones q_i . Para controlar todas las señales se utiliza una tarjeta de control de adquisición de datos marca Precisión Micro Dynamic Inc., que tienen un tiempo de muestreo de 2.5 mseg. Que a su vez va conectada a una computadora donde tenemos programados nuestros algoritmos de control.

V CONCLUSIONES

Motor	Modelo	Torque(Nm)	Pulsos/rev.
Base	DM1050A	50	1,024,000
Hombro	DM1150A	150	1,024,000
Codo	DM1015B	15	655,360

Tabla 1. Características de los motores

La evaluación experimental del controlador consiste en llevar al robot manipulador, a las posiciones que se muestran en la Tabla 2.

Base	Hombro	Codo
45°	45°	90°

Tabla 2 Valores deseados en las articulaciones

En la Figura 4 se muestran las gráficas de los errores \tilde{q}_1 , \tilde{q}_2 y \tilde{q}_3 , obtenidas para estos valores.

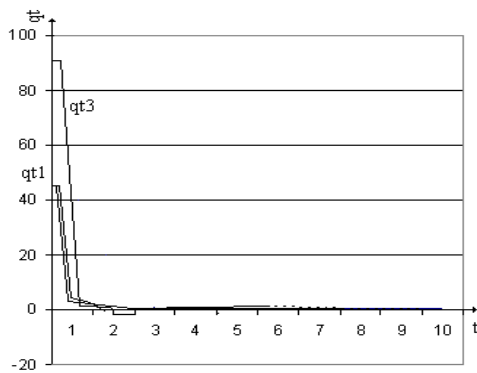


Figura 4 Errores en las articulaciones

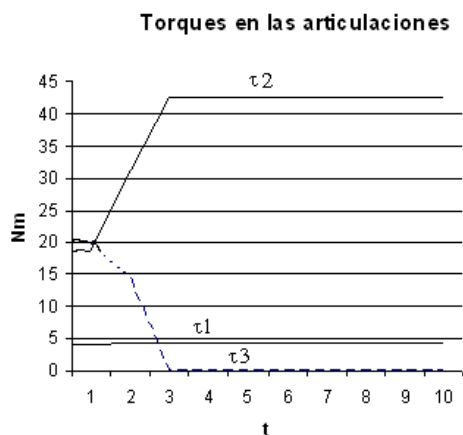


Figura 5 Torques aplicados a las articulaciones

El comportamiento de la familia de controladores propuestos es muy similar, aunque se tienen algunas pequeñas diferencias.

Consideramos estas diferencias se deben a la sintonía de ganancias, las cuales dependen de la experiencia del usuario y que afectan el desempeño de los controladores.

La familia de controladores no presentan sobretiros ni oscilaciones y tampoco saturan a los actuadores según los resultados obtenidos experimentalmente y que se muestran en las gráficas.

La aplicación industrial realizada se llevo a cabo con el controlador signo y consistió en transportar objetos de una banda transportadora a una caja, la cual resulto interesante, tanto por la aplicación como por el interés de observar el desempeño del controlador.

REFERENCIAS

- [1][5] Victor Santibáñez, Rafael Kelly and Fernando Reyes Members IEEE "A New Set-Point Controller with Bounded Torques for Robot Manipulators" Vol. 45, No 1 Febrero 1998 pp 126-133.
- [2] N.J.Krikelis and S. K. Barkas, "Design of tracking systems subject to actuator saturation and integrator wind-up" Int. J. Contr. Vol. 39 No 4 pp 667-682 1984.
- [3] Takegaki, M. And S. Arimoto, "A new feedback method for dynamic control of manipulators", ASME j: Dyn Syst. Meas. Control, 103, 119-125 1981.
- [4] D. Koditschek, "Natural motion for robot arms," in Proc 1984 IEEE Conf.

Diseño de un sistema de reconocimiento automático de signos de la clase emblemática mediante técnicas de visión computacional

J. I. Rivalcoba_Rivas¹, R. Posada_Gómez², E. A. Cuellar_Cortés³

Departamento de Postgrado e Investigación, Instituto Tecnológico de Orizaba
Av. Instituto Tecnológico No.852, Col. Emiliano Zapata C.P. 94320, Orizaba Veracruz México.
ivan.rivalcoba@gmail.com¹, ruben.posadagomez@gmail.com², e.alejandro.cuellar@gmail.com³

RESUMEN

El presente artículo presenta los avances en la realización de un sistema de reconocimiento automático de signos (SRAS) de la clase emblemática, que son parte de la sintaxis de un lenguaje signado que podrá ser entendido por una computadora, usando como medio de adquisición de las imágenes una webcam. La identificación de los signos manuales se ha llevado a cabo extrayendo rasgos geométricos discriminantes para modelar cada uno de los elementos del universo de signos del lenguaje. Los rasgos geométricos seleccionados son los invariantes de Hu, los cuales derivan de los momentos geométricos, y que presentan la característica de ser invariantes ante traslaciones, rotaciones y cambios de escala.

Palabras clave: Visión Computacional, Invariantes de Hu, signos manuales, reconocimiento.

I. INTRODUCCIÓN

Frente al teclado, nada es natural e intuitivo. Nadie nace sabiendo “teclear” y cuando se aprende, esta habilidad no tiene mucho significado, porque no hay una explicación sensata sobre por qué las teclas alfanuméricas están ubicadas de determinada forma [1].

Este proyecto surge con la inquietud de poder realizar una propuesta innovadora a una demanda cada vez mayor de interfaces entre humanos y computadoras, todo ello a través del diseño de un sistema capaz de reconocer signos manuales, siendo este un medio amigable de comunicación.

A demás este proyecto es motivado por la inspiración producida en consecuencia del análisis de la problemática de muchos individuos en

nuestro entorno que poseen alguna discapacidad en el habla. Tan solo en los Estados Unidos existen alrededor de 28 millones de sordos a los cuales les es difícil tener acceso a la gran mayoría de servicios públicos [2] en donde la comunicación es de suma importancia, ellos tienen que hacerse valer de varios otros métodos de comunicación alternativos, tales como: lenguaje signado, intérpretes, implantes especiales, escritura a mano (la cual resulta ser lenta en la comunicación).

El diseño de sistemas de interacción humano-computadora mediante lenguaje signado destaca como la mejor de las alternativas, ya que cubren las necesidades de comunicación de los sordos, y además a los no sordos, les permite tener una interacción más amena con las computadoras.

Hasta hace poco la capacidad sensorial de las computadoras había estado limitada por detectores de alcance o proximidad, pero con el avance del tiempo, el interés de la ciencia por mejorar la calidad de interpretación humana ha cobrado mayor fuerza, de entre las propuestas hechas por diferentes investigaciones se tienen el uso de guantes que poseen sensores magnéticos, que permiten saber la posición de los dedos, registrando un patrón que estará asociado con un signo, como ejemplo de ello se tiene el kiosco informativo del gobierno de Japón, el cual presenta esta tecnología [3], cabe destacar que el uso de guantes presenta la desventaja del deterioro con el tiempo, lo cual conlleva a gastos en mantenimiento, otra variante ha sido el uso de sistemas de visión, unos empleando métodos estructurales los cuales resultan demandar más tiempo en su procesamiento, pues estos se basan en las relaciones geométricas de los objetos a reconocer además de que precisan de una etapa de

segmentación muy exacta, como ejemplo de ello tenemos a [4] el cual presenta la desventaja de que el método presentado tan solo es capaz de reconocer el signo en función a los dedos extendidos, presentando limitaciones a la hora de agregar mas signos al universo de reconocimiento. Por otra parte tenemos el trabajo de [5], el cual está diseñado para trabajar contra fondos complejos (siendo esta una gran ventaja), pero que requieren de cámaras sofisticadas, resultando en un sistema más caro. Es por ello que el sistema presentado en este artículo, tiene como finalidad ofrecer un sistema más económico que los anteriormente mencionados, utilizando recursos computacionales de bajo coste, y empleando periféricos estándar, aunque con ello el sistema este limitado al uso en interiores.

El proyecto esta orientado en un principio al reconocimiento de por lo menos 6 patrones diferentes; sin embargo se puede enriquecer aun mas las componentes de este lenguaje, detectando un mayor número de signos mediante la detección del movimiento de las manos usando algoritmos de seguimiento o *tracking*, métodos que son sujetos de otro tema de investigación paralelo.

I.2 LENGUAJE SIGNADO

El uso de signos como un medio para expresar sentimientos y emociones es parte importante de la comunicación humana, tan solo el rostro humano cuenta con más de treinta músculos para poder expresar algún estado emocional, si a este hecho se le añade que además del rostro, el ser humano cuenta con los brazos, manos, dedos, y de mas extremidades, solo se puede llegar a la conclusión de que el cuerpo humano esta perfectamente diseñado para transmitir una gran gama de información sin ni siquiera emitir sonido alguno.

Este hecho toma gran importancia, cuando se aprovechan estas capacidades inherentes al cuerpo para transmitir comandos a los sistemas computacionales.

Si bien la comunicación mediante signos es natural e intuitiva, presenta dos desventajas dignas de mencionarse, la primera de ellas es que existe mas de un significado para toda la gama de posibles configuraciones de signos, esto es que los signos son ambiguos ya que mientras para una

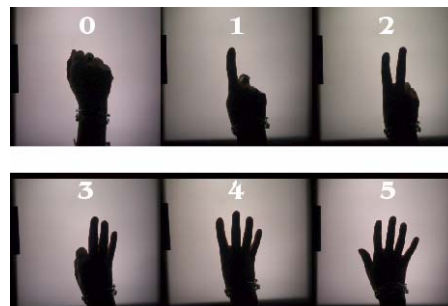


Fig. 1 Este es el universo de signos que en primera instancia es propuesto para la realización de las pruebas en laboratorio

población una mano extendida significa alto, para otra población de individuos significa un saludo (saludo nazi), la segunda desventaja es que no hay una definición universal de los que es un signo.

A pesar de la riqueza y complejidad de la comunicación mediante gestos, los investigadores han tenido avances en la clasificación y definición de signos, como ejemplo de ello se tiene la clasificación de Kendon de cinco tipos de gestos [6]:

Gesticulación – Movimientos espontáneos de los brazos y manos acompañados del habla.

Lenguaje gesticulado – Toda aquella gesticulación que reemplaza alguna palabra o frase de algún lenguaje hablado.

Pantomimas – Gestos que describen acciones, pueden o no estar acompañados del habla.

Emblemas – Gestos familiares como la “V” de victoria, o el pulgar en alto símbolo de la aceptación (el significado de estos están fuertemente ligado a lugar en donde se realizan).

Lenguaje Signado – Todo un sistema de comunicación como el sistema de lenguaje signado de los estados unidos mexicanos.

Referente a la primera categoría McNeill define cuatro tipos de gestos [7]:

1. Icónicos – Representación gestual de las características de un objeto, acción o evento.

2. Golpeteos – Pequeños gestos informales, que pretenden enfatizar un hecho.

3. Indicaciones – Gestos que sirven para señalar referencias a objetos o personas.

Todos estos tipos de gestos modifican el contenido de alguna conversación, y de alguna manera evitan la ambigüedad en la comunicación,



Fig. 2 Diagrama de los bloques que componen el SRAS, cada una de estas etapas podrá o no estar en contacto con la base de datos, esta base de datos contendrá los modelos del universo de signos que la computadora estará habilitada para reconocer.

básicamente realizan una tarea similar a la entonación que se le da a las palabras cuando se habla.

De todo lo anterior es posible afirmar que la mejor elección del tipo de gestos a emplear en sistemas HCI (*Human Computer Interaction*) o VE (*Virtual environments*), será aquel grupo que presente las siguientes características:

- * Menos ambigüedad en el signo.
- * Menos espontaneidad en el signo.
- * Fácilmente recordables.
- * Con una semántica clara.
- * Apropriados para sistemas HCI y VE.

De ello se desprende que la elección correcta sería elegir los gestos de tipo **simbólico** o **emblemático**, pudiéndose también incluir los del tipo lenguaje signado.

II. MÉTODO

II.1 SIGNOS A RECONOCER.

Primeramente se definirá el universo de signos a reconocer, este quedara conformado con los signos emblemáticos mostrados en la figura 1, cada signo para efectos experimentales quedara asociado con un valor numérico que servirá como identificador del signo, y el cual se estará citando a lo largo de este artículo. Este identificador ha quedado relacionado con el número de dedos extendidos por la mano.

II.2 PARTES DEL SISTEMA DE RECONOCIMIENTO AUTOMÁTICO DE SIGNOS (SRAS).

El proceso combinado de tratamiento y análisis digital de imágenes define al proceso de visión por

computadora, en el caso propio los pasos fundamentales en el proceso que inicia desde la adquisición de la imagen, hasta el reconocimiento de la misma quedan englobados en la figura 2, cada uno de estos procesos se presentan en orden, y describen cada uno de las componentes del SRAS, a continuación se detalla cada componente.

II.3 ADQUISICIÓN Y REPRESENTACION DE LA IMAGEN

Matemáticamente una imagen es una función bidimensional vectorial a la cual se le llamara $f(x,y)$, la cual tiene un conjunto de componentes espectrales denominadas (f_1, f_2, \dots, f_n) , donde cada una de esas componentes representa la intensidad de la imagen a diferentes longitudes de onda en las coordenadas (x,y) . En la practica es conveniente representar una imagen como la combinación de tres longitudes de onda a las cuales se les llamara tri – estímulos [8], como ejemplo de ello se tiene la ecuación 2.1, la cual define una imagen “ $f(x,y)$ ” en termino de las longitudes de onda correspondientes al rojo, verde y azul.

$$f(x, y) = [f_{rojo}(x, y), f_{verde}(x, y), f_{azul}(x, y)] \quad 2.1$$

La adquisición de la imagen es realizada a través de la webcam, la cual esta compuesta por una arreglo bidimensional de fotosensores denominados *CCD* del ingles “*Charge Coupled Device*”, la forma en el que cada foto sensor transforma la energía lumínica en una imagen digital es muy simple: la energía lumínica

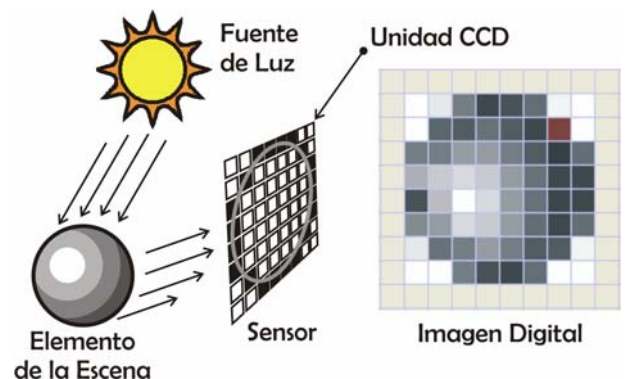


Fig. 3 En el proceso de la Discretización de la Imagen el CCD detecta la energía reflejada por algún objeto de la escena que capta, esta es muestreada tanto en amplitud como espacialmente, dependiendo de la resolución del ced serán las características de la imagen digital.

absorbida por el fotosensor es transformada en una señal de voltaje que es proporcional a la energía recibida por el fotosensor dicha señal será digitalizada; de esta manera una cantidad digital será obtenida de cada una de las salidas de todo el conjunto de fotosensores que componen el CCD, produciendo todo este proceso una imagen digital a partir de un escenario real como lo muestra la figura 3.

La imagen digital es una imagen que ha sido discretizada tanto en el valor de la intensidad (luminosidad), como espacialmente (tamaño de la imagen), esta es representada ahora por la función $I(x,y)$, la imagen digital resultante tendrá M filas por N columnas, ahora los valores de las coordenadas (x,y) son cantidades discretas, por conveniencia y claridad en la notación se deben usar valores enteros para estas coordenadas discretas, por lo tanto, los valores de estas coordenadas en el origen son $I(x,y) = I(0,0)$, entonces la segunda coordenada tomada a lo largo de la primera fila será $I(x,y) = I(0,1)$. Es por esto que partir de aquí *los valores* (x,y) ya no representara los valores de las coordenadas físicas cuando la imagen fue muestreada. La notación empleada para la imagen digital se representa por la ecuación 2.2 la cual es empleada por [9].

$$f(x, y) = \begin{bmatrix} f(0, 0) & f(0, 1) & \dots & f(0, N - 1) \\ f(1, 0) & f(1, 1) & \dots & f(1, N - 1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ f(M - 1, 0) & f(M - 1, 1) & \dots & f(M - 1, N - 1) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Para el caso de una imagen digital a color $f(x, y)$ se tendrán un grupo de tres matrices cada una de ella representado la intensidad de la imagen quedando así: $f(x,y) = f_{red}(x,y), f_{green}(x,y), f_{blue}(x,y)$.

El diseño propuesto para el adquisidor es mostrado en la figura 4.

Para simplificar las técnicas subsecuentes de segmentación se ha propuesto un fondo negro que se situara detrás de la mano. En trabajos futuros se adecuaran los algoritmos que involucran estas tareas para que el sistema pueda funcionar de manera correcta cuando fondos complejos estén presentes.

II.4 PROCESAMIENTO DEL COLOR.

En esta etapa se ha tomado la decisión de prescindir de la información de color que la

imagen ofrece, pues se ha determinado en primera instancia que el color no aporta información útil para los propósitos de las etapas de segmentación y reconocimiento. Es por ello que a cada imagen adquirida se le realizara la conversión del espacio de color RGB a su equivalente en escala de grises, todo ello ocupando la ecuación 2.3 basada en las leyes de grassman [10]. Donde gsI : Gray Scale Image (imagen en escala de grises), $I(x,y)$: la imagen compuesta por sus tres componentes.

$$gsI(x, y) = 0.3I_{red}(x, y) + 0.59I_{green}(x, y) + 0.11I_{blue}(x, y) \quad (2.3)$$

II.5 ACONDICIONAMIENTO DE LA IMAGEN

La elección del fondo negro presenta una desventaja en la adquisición, ella consiste en la presencia de píxeles espurios a los cuales se les suele llamar ruido. En el caso de la imagen adquirida el tipo de ruido que presenta es el sal y pimienta. Para reducir este efecto se utilizara el filtro de medias, el cual suele ser el mas

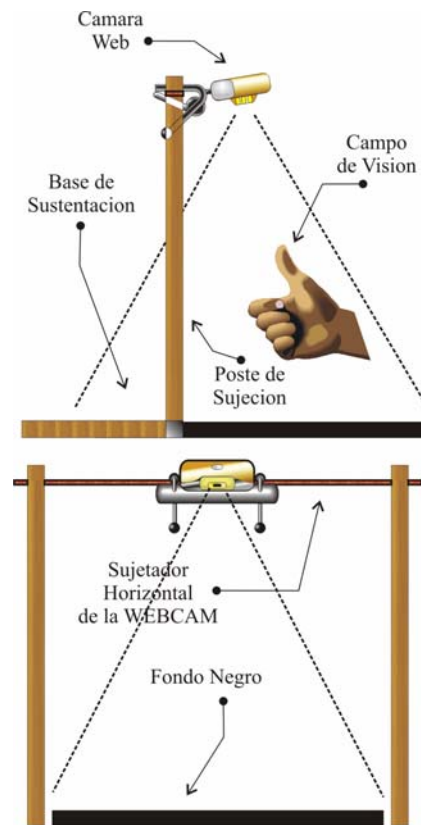


Fig. 4 Partes que componen el montaje de adquisición, en la parte posterior se presenta la vista lateral, en la parte inferior la vista frontal.

recomendado para este tipo de ruidos, entonces dada una imagen en escala de grises $gsI(x,y)$ su correspondiente imagen filtrada viene dada por la ecuación 2.4.

$$Ifiltrada(x, y) = mediana\{N_8[gsI(x, y)]\} \quad (2.4)$$

Donde $N_8(P)$ representa los 8 píxeles vecinos de un píxel "P".

II.6 SEGMENTACIÓN DE LA IMAGEN.

Dada la imagen $facon(x,y)$, se procederá a detectar únicamente el área de interés que servirá para el reconocimiento del signo, en este caso será de la muñeca hasta los dedos, para ello se seleccionara un nivel de umbral "U" cuyo valor estará entre 0 y $L-1$, siendo L , los niveles de gris que en el caso de la imagen adquirida es de 255.

El procedimiento para encontrar el nivel "U" es el siguiente:

1. Se selecciona un nivel inicial de U que será el punto medio entre la máxima intensidad de $facon(x,y)$ y la mínima intensidad $facon(x,y)$.
2. Se segmenta la imagen en dos regiones usando "U", para que los píxeles de la misma queden divididos en dos grupos, G1 que es el conjunto de píxeles $\geq U$, y G2 que consiste en el grupo de píxeles $< U$.
3. Se obtiene la intensidad media de los píxeles de G1 dando u_1 , y de G2 dando u_2 , recalcula el nuevo nivel de umbral mediante la siguiente ecuación: $U = 0.5 * (u_1 + u_2)$.
4. Repetir los pasos 2 y 3 hasta que la diferencia en U sea menor a 0.5

Teniendo ya el nivel definitivo en U se aplica la expresión 2.5 a la imagen, resultando en una imagen llamada $Iu(x,y)$ la cual tendrá en blanco los píxeles que pertenezcan a la mano y en negro todo lo demás.

$$Iu(x, y) = \begin{cases} 1; facon(x, y) \geq U \\ 0; facon(x, y) < U \end{cases} \quad (2.5)$$

Teniendo la imagen segmentada $Iu(x,y)$, es posible separar la muñeca del antebrazo para ello el usuario tiene que colocarse en la muñeca un brazalete color negro, después de el proceso de segmentación en la imagen quedaran dos objetos uno será la mano, el cual es el objeto de interés y el otro será el antebrazo el objeto que se desea

eliminar, para ello se etiquetaran las dos regiones contenidas en la imagen, mediante el siguiente algoritmo propuesto por [11]:

1. Barrer la imagen $Iu(x,y)$, hasta encontrar un píxel de valor 1, y asignarle una nueva etiqueta "E".
2. En forma recursiva, asignar la etiqueta E a todos sus 4 vecinos.
3. Detenerse si durante el recorrido no se encuentran mas píxeles de tipo objeto.
4. Regresar al paso 1.

La cámara se ha dispuesto de tal forma que el objeto etiquetado con 1 sea la mano y el objeto etiquetado con 2 sea el antebrazo, se elimina el antebrazo mediante una comparación píxel a píxel de $Iu(x,y)$, contra una mascara de unos de la misma dimensión de $Iu(x,y)$ de la siguiente forma:

Si $Iu(x,y) = unos(x,y)$ entonces $Iseg(x,y)$ se le asigna 1 de otro modo se le asigna 0. Con ello se consigue eliminar de la imagen el objeto etiquetado con 2 correspondiente al antebrazo.

Teniendo la imagen segmentada, se procederá a obtener los píxeles de su contorno, los píxeles de contorno de una imagen es el conjunto de píxeles que tienen al menos un n-vecino con los píxeles de fondo, en el caso propio se escogerá los 4-vecinos ya que es menor el número de píxeles de ese conjunto comparados con los 8-vecinos, esto puede acelerar el cómputo de discriminantes en tareas posteriores.

II.7 SELECCIÓN DE DISCRIMINANTES

Los invariantes de HU suelen ser discriminates muy útiles en el reconocimiento de formas, para el caso de 2 dimensiones suelen ser robustos ante transformaciones como cambios de escala, rotaciones y traslaciones, es por ello que se han tomado como discriminates que modelaran cada clase de signos. Los invariantes de Hu derivan de los momentos geométricos, para el caso de una función continua $f(x, y)$, el momento de orden $(p+q)$ viene dado por:

$$m_{pq} = \int_{-\infty}^{\infty} x^p y^q f(x, y) dx dy \quad (2.6)$$

Para $p, q = 1, 2, 3, 4, \dots$ Un teorema [10] declara que el conjunto infinito de momentos determina en forma única cada función $f(x,y)$, de manera recíproca al conjunto de momentos (m_{pq})

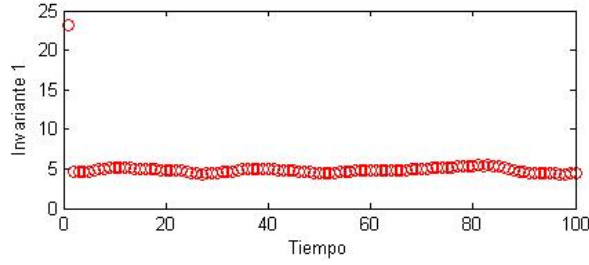


Fig. 5 Se ha realizado el calculo de la primera invariante del signo correspondiente a uno en diferentes instantes de tiempo, la variación de la invariantes es muy pequeña los que la hace útil para modelar los signos emblemáticos.

determinan una única función $f(x,y)$, es posible aprovechar los momentos ocupándolos de manera central, esto es que el centro de masa del objeto coincida con la coordenada (0,0). Entonces los momentos centrales quedara definidos como:

$$\mu_{pq} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (x - \bar{x})^p (y - \bar{y})^q dx dy \quad (2.7)$$

En este caso:

$$\bar{x} = \frac{m_{10}}{m_{00}}; \bar{y} = \frac{m_{01}}{m_{00}} \quad (2.8)$$

Los cuales corresponde al centro de masa del objeto. Y para el caso de una imagen digital son:

$$\mu_{pq} = \sum_x \sum_y (x - \bar{x})^p (y - \bar{y})^q f(x, y) \quad (2.9)$$

En el caso de una imagen binaria la ecuación 2.9 toma la siguiente forma:

$$m_{pq} = \sum_x \sum_y (x - \bar{x})^p (y - \bar{y})^q \quad (2.10)$$

Siendo $(x,y) \in \mathbf{R}$, siendo R la región del objeto de interés.

De aquí los momentos centrales más usados son hasta los de orden 3 [12] los cuales se expresan en función de los momentos geométricos como:

$$\mu_{00} = m_{00} \quad (2.11)$$

$$\mu_{10} = 0 \quad (2.12)$$

$$\mu_{01} = 0 \quad (2.13)$$

$$\mu_{11} = m_{11} - \bar{y}m_{10} \quad (2.14)$$

$$\mu_{20} = m_{20} - \bar{x}m_{10} \quad (2.15)$$

$$\mu_{02} = m_{02} - \bar{y}m_{01} \quad (2.16)$$

$$\mu_{30} = m_{30} - 3\bar{x}m_{20} + 2\bar{x}^2 m_{10} \quad (2.17)$$

$$\mu_{03} = m_{03} - 3\bar{y}m_{02} + 2\bar{y}^2 m_{01} \quad (2.18)$$

$$\mu_{21} = m_{21} - 2\bar{x}m_{11} - \bar{y}m_{20} + 2\bar{x}^2 m_{01} \quad (2.10)$$

$$\mu_{12} = m_{12} - 2\bar{y}m_{11} - \bar{x}m_{02} + 2\bar{y}^2 m_{10} \quad (2.20)$$

A partir de los momentos centrales es posible obtener su versión normalizada, los cuales quedan definidos como η_{pq} de la siguiente forma:

$$\eta_{pq} = \frac{\mu_{pq}}{\mu^{\gamma}_{00}} \quad (2.21)$$

Donde:

$$\gamma = \frac{p+q}{2} + 1 \quad (2.22)$$

A partir de estas bases matemáticas Hu [13] determino 7 invariantes a traslaciones, rotaciones y cambios de escala de objetos en 2-D. Estos quedan expresados como:

$$\phi_1 = \eta_{20} + \eta_{02} \quad (2.21)$$

$$\phi_2 = (\eta_{20} - \eta_{02})^2 + 4\eta_{11}^2 \quad (2.22)$$

$$\phi_3 = (\eta_{30} + 3\eta_{12})^2 + (3\eta_{21} - \eta_{03})^2 \quad (2.23)$$

$$\phi_4 = (\eta_{30} + \eta_{12})^2 + (\eta_{21} + \eta_{03})^2 \quad (2.24)$$

$$\phi_5 = (\eta_{30} - 3\eta_{12})(\eta_{30} + \eta_{12}) \left[(\eta_{30} + \eta_{12})^2 - 3(\eta_{21} + \eta_{03})^2 \right] + (3\eta_{21} - \eta_{03})(\eta_{21} + \eta_{03}) \quad (2.25)$$

$$\phi_6 = (\eta_{20} - \eta_{02}) \left[(\eta_{30} + \eta_{12})^2 - (\eta_{21} + \eta_{03})^2 \right] + 4\eta_{11}(\eta_{30} + \eta_{12})(\eta_{21} + \eta_{03}) \quad (2.26)$$

$$\phi_7 = (3\eta_{21} - \eta_{03})(\eta_{30} - \eta_{12}) \left[(\eta_{30} + \eta_{12})^2 - 3(\eta_{21} + \eta_{03})^2 \right] + (3\eta_{21} - \eta_{03})(\eta_{21} + \eta_{03}) \left[3(\eta_{30} + \eta_{12})^2 - (\eta_{21} + \eta_{03})^2 \right] \quad (2.27)$$

De esta forma los 7 invariantes de cada signo quedaran almacenados en un vector "X" que definirá cada prototipo.

En la figura 5 se puede observar la variación de la magnitud del invariante ϕ_1 , ante diferentes transformaciones de cambio de escala, rotación, y traslación de un objeto, es evidente que la variación es lo suficientemente pequeña para utilizar ese invariante como una magnitud con el cual se puede modelar cada signo, de manera similar las demás invariantes exhiben el mismo comportamiento.

II.6 DISEÑO DEL CLASIFICADOR DE DISTANCIA MINIMA EUCLIDEA.

El reconocimiento basado en la distancia euclidea parte de dos hipótesis [14], en primer lugar las clases deberán ser de naturaleza determinística, y en segundo lugar que toda la información necesaria y suficiente para su diseño se encuentra disponible a priori. A de mas de que la clases deben de quedar linealmente separables. En el caso propio se cumplen las tres, lo que permite emplear esta herramienta en las tareas de reconocimiento. Las etapas a seguir para el clasificador serán:

1. *Determinación del número de clases:* En este caso el número de clases será 5, cada una representada por su correspondiente signo.
2. *Selección de Rasgos Descriptores:* Ya se ha hecho la selección de las invariantes de HU como los rasgos descriptores seleccionados.
3. *Calculo de prototipos:* Para calcular cada uno de los prototipos que el clasificador almacenará en memoria, se utilizara la expresión 2.28, esta fase también es llamada en la literatura como fase de entrenamiento del clasificador, pues la computadora se auxiliara de la información de los vectores Z_i para realizar una correcta clasificación.

$$Z_i = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M X_{ij} \quad (2.28)$$

4. *Prueba del clasificador:* Una vez que se han calculados los vectores prototipo, se procede a probar el desempeño del clasificador, alimentando al clasificador con un vector \mathbf{X} prueba, de preferencia diferente al empleado para entrenar al clasificador.

La forma de determinar a que clase pertenece un patrón de entrada \mathbf{X} es a través de:

$$\mathbf{Arg \min} d(\mathbf{x}, Z_i) \quad (2.29)$$

Donde:

$$d(\mathbf{x}, Z_i) = \left[\sum_{i=1}^N (x_j - Z_{ij})^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.30)$$

Es importante señalar que el sistema que se diseño no es independiente del usuario, es por ello que se debe de iniciar una fase de entrenamiento para cada usuario nuevo. Las pruebas han sido realizadas en condiciones de luz uniformes, y

SIGNO	TIEMPO PROMEDIO (ms.)
0	172
1	169
2	173
3	176
4	173
5	170

Tabla 1. Tiempo promedio de reconocimiento.

contra un fondo negro, para los cuales los resultados han sido bastante satisfactorios pues el sistema reconoce perfectamente los signos efectuados por el usuario al 99% una vez que el SRAS ha sido entrenado. En la tabla 1 se presentan los tiempos promedio necesarios para el reconocimiento de cada signo, el tiempo que toma el sistema en reconocer el primer signo, es de 550 milisegundos, esto se debe al tiempo en que tarda en estabilizarse la cámara desde el momento en que se le da la señal de inicio, para que esta empiece la secuencia de adquisiciones. En cuanto a las transiciones de cada signo, el tiempo es variable, ya que depende de que el usuario ejecute de manera rápida el cambio de signos, en el peor de los casos, el tiempo de reconocimiento de una transición es de hasta 500 milisegundos, esto cuando se trata de movimientos naturales entre cambio de signo, y en el mejor de los casos el tiempo de transición será el tiempo promedio de reconocimiento del signo que es 170 milisegundos.

III. CONCLUSIONES

Se ha presentado el diseño de un sistema de reconocimiento automático de signos en sus primeras aproximaciones, las invariantes de HU han mostrado ser una elección recomendable en las tareas de reconocimiento de objetos planos. La mayor parte del éxito en el reconocimiento del sistema recae en la etapa de segmentación, pues en condiciones de mucha luz, la cámara llega a saturarse provocando una mala segmentación de la escena, provocando a su vez, equivocaciones en el reconocimiento. Hasta ahora se han podido reconocer 6 signos de manera correcta siempre y cuando las condiciones de iluminación sean uniformes y contra un fondo oscuro. Con el universo de 6 signos no se han presentado casos de

ambigüedad, es posible que el aumentar el universo de signos a reconocer el sistema tienda a presentar ambigüedad, pero ello podrá ser solucionado buscando discriminantes auxiliares. En trabajos futuros se incorporaran etapas de mejoramiento de contraste y detección de piel humana que harán más robusto al sistema.

IV. REFERENCIAS

- [1] Larry Long, “*Introducción a las computadoras y al procesamiento de información*”, p.85. Ed. Prentice Hall Hispanoamericana S.S 1990.
- [2] Elena Sanchez Nielsen “*An autonomous and user-independent hand posture recognition system for vision-based interface task*” Departamento de Computacion de la Laguna, Spain, revista del Instituto de Sistemas Inteligentes 2004.
- [3] Hirohiko Sagawa “*The Structure and Evaluation of an Information Kiosk with a Sign-Language Recognition System*” MM Functions Hitachi Laboratory, RWCP 2000.
- [4] Kenny Teng “*Computer Vision Based Sign Language Recognition for Numbers*” M Carnegie Mellon University 2000. M Functions Hitachi Laboratory, RWCP 2000.
- [5] Mathias Koolsch “*Vision Based Hand Gesture Interfaces for Wearable Computing and Virtual Environments*” UNIVERSITY OF CALIFORNIA 2004.
- [6] Kendon, A. “*Some relationships between body motion and speech*” In A. W. Siegman and B Pope (Eds.), *Studies in Dynamic Communications*, new York, Pergamon Press.
- [7] Mc Neill. D. “*Hand and Mind: What gestures reveal about Thought*” Chicago: University of Chicago Press.
- [8] William K. Pratt. “*Digital Image Processing: PINKS Inside*” 2001 p.4 John Wiley & Sons Press third edition.
- [9] Gonzalez, R.C. and Woods, R.E. (2001) “*Digital Image Processing*” p.55. Prentice Hall second edition.
- [10] Yoghi Ohno “*CIE Fundamentals of color Measurements*” National Institute of Standard and Technology 1991.
- [11] Haralick “*Computer and Robot Vision*”, Robert M., and Linda G. Shapiro, , Volume I, Addison-Wesley, 1992.
- [12] Jan Flusser “*Moment invariants in Image Analysis*” Transaction on Engineering, computing and technology, February 2006.
- [13] M. K. Hu “*Visual pattern recognition by moment invariants*” IRE Trans, Information Theory. 1964.
- [14] D. Maravall, “*Reconocimiento de formas y Vision Artificial*” p.21 Addison Wesley Iberoamericana, 1993

Sistema de Inspección de Visión para el Control de la Calidad en la Producción de Paletas de Malvavisco

Jorge Hernández-Constante¹, Sergio Casillas de la Torre¹, Jorge L. Flores¹, G. García-Torales¹,
Rubén Ruelas Lepe²,

¹Depto. de Electrónica.

²Depto. de Ing. De Proyectos.

Universidad de Guadalajara, Av. Revolución 1500, Módulo "O", S.R. C.P. 44430, Guadalajara, Jal., 01(33)36198471

E-mail: jhernand2k@hotmail.com, jlflores@ccip.udg.mx, rruelas@newton.dip.udg.mx.

RESUMEN: Este trabajo presenta un sistema de reconocimiento de imágenes con el fin de inspeccionar los estándares de calidad de paletas de chocolate durante su producción. En un alto porcentaje, el palillo de las paletas no está colocado en la posición correcta y esto es nuestro problema de calidad predecible. El sistema de reconocimiento compara una imagen de referencia con la imagen de paleta de chocolate bajo prueba, con el fin de determinar si esta paleta tiene el palillo en la posición correcta. Como resultado de este trabajo, obtenemos los parámetros que pueden ayudar a determinar que paletas encuentran los estándares de calidad aceptable.

Palabras Clave: Correlación cruzada, calidad aceptable, clasificación de objetos.

1. INTRODUCCIÓN

Existen muchas empresas que han conservado su método tradicional de producción. Sin embargo, en un ambiente tan competitivo como el que se está dando a causa de la globalización, las empresas tienen que pensar en mejorar sus procesos para reducir costos de producción y/o en mejorar la calidad de sus productos.

En este proyecto nos referimos a una empresa dedicada a la elaboración de dulces. Esta empresa tiene muchos problemas en las dos etapas finales, para la elaboración de una paleta rectangular de dulce de malvavisco cubierta de chocolate. Los problemas se deben,

por un lado, por las características del dulce y, por el otro, porque estas dos etapas están basadas en procesos manuales, por lo que se depende en gran medida del factor humano. Por ejemplo, actualmente el proceso de producción lo constituyen ocho personas distribuidas a lo largo de una banda transportadora, lo cual produce una gran cantidad de fallas.

Las dimensiones aproximadas del dulce son 1 cm x 4 cm x 7 cm. Las diferentes etapas que tiene que pasar éste para su elaboración son: primero se vierte el malvavisco, de ahí pasa a cubrirse de chocolate, el siguiente paso es el enfriamiento, para de ahí pasar a la etapa de inserción del palillo, después va a la sección de selección y finalmente a la zona de empaque.

De acuerdo a datos del proceso, las pérdidas por productos que no cumplen con la calidad son muy significativas y se estima que están por arriba del 20%. Además, la recuperación de ingredientes, malvavisco y chocolate de los productos rechazados, es prácticamente nula. Esta es la razón por la cual los responsables de producción de la empresa dulcera buscan mejorar sus procesos, tratando de reducir las pérdidas y de mantener una calidad más constante.

Las alternativas que se implementaron para mejorar la eficiencia de esta etapa de proceso fueron cambiar estos procesos manuales por procesos automáticos ya que así se reducirán las fallas en un gran porcentaje. El principal problema radica en la inserción del

palillo, ya que los operadores no logran colocarlo en la posición deseada. La solución que se consideró más viable fue la de diseñar un mecanismo a base de pistones y sensores para lograr que la inserción del palillo fuese la deseada, y de este modo, resolver este problema de inserción.

Enseguida, para cumplir con la automatización completa del sistema y con la finalidad de obtener la calidad del producto, aplicamos un algoritmo de visión artificial, de acuerdo a las características del proceso y a los resultados de un análisis de la literatura [5,7]. Con esto se hace uso, al menos, de la misma información que utilizan los operadores. Así, partiendo de esta consideración y de que el sistema automático no presenta los problemas de fatiga, de estado de ánimo, de motivación, etc. se obtiene una mejora real del proceso.

Algunos ejemplos de sistemas que han buscado automatizar sus procesos para mejorar la calidad del producto son: el cálculo de la calidad de la salchicha según su costra, utilizando un sistema de visión y técnicas de lógica difusa para la extracción de características de las salchichas [6,8], el análisis de la calidad de la madera basado en información sobre el color y la textura [2,4], y la inspección de la madera basada en color y textura con agrupamiento no-supervisado [12,16]. Originalmente estos procesos podían ser asegurados únicamente por el ser humano. Esto debido a que el criterio de evaluación de la calidad es en gran medida, sino totalmente, subjetivo.

En la Fig. 1.1 se ilustra el proceso de producción de paletas de malvavisco. En la zona de inserción del palillo se anexó un sistema de inserción automática. Así, cuando los dulces salgan de la zona de inserción, pasarán a la zona de inspección, en donde un sistema de visión, que en este trabajo le hemos denominado Sistema de Inspección de Visión para el Control de Calidad (SIVCC), (ver Fig. 1.2) nos ayuda a discriminar las paletas que cumplen con los criterios de calidad.

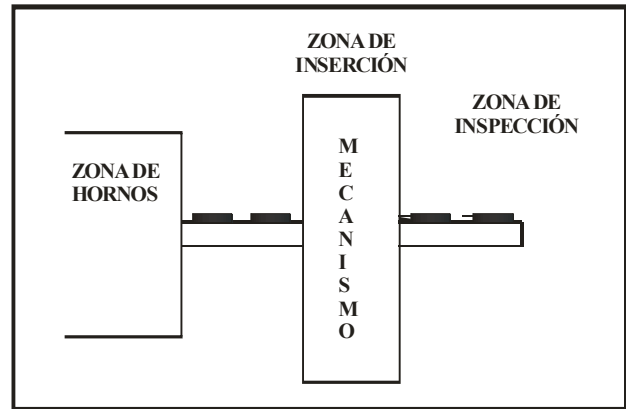


Fig. 1.1 Línea de producción donde observamos las zonas de inserción de palillos y de inspección.

La Fig. 1.2 presenta el sistema de visión, el cual realiza las funciones básicas de adquisición y procesamiento de imágenes, así como la decisión.

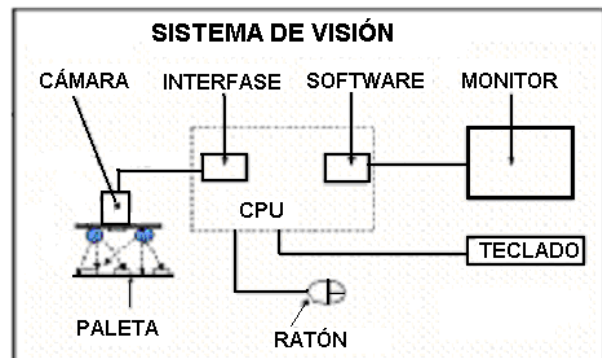


Fig. 1.2. Sistema de visión SIVCC.

Debido a las importantes pérdidas en la producción de un dulce a base de malvavisco y chocolate, se hizo una mejora de proceso a nivel de prototipo. Esto se logró con una automatización en la zona de inserción y en la de selección del dulce, con lo cual se incrementó de manera significativa la cantidad de producto que cumple con los criterios de calidad.

Actualmente, el control de calidad en la empresa está basado en un proceso manual, en donde los operadores hacen uso de la percepción de cada uno de los productos para decidir si cumple con las especificaciones.

Para ello cada operador se basa en el sentido de la vista principalmente. Por tal motivo, consideramos que la solución más viable para lograr un control de calidad similar o mejor al que es capaz de realizar un operador humano, está basada en un sistema de visión artificial.

2. OBJETIVO DEL SISTEMA DE VISIÓN SIVCC

El objetivo de este trabajo es desarrollar un sistema de inspección visual automático para el control de la calidad de dulces a base de malvavisco y chocolate. Dicho objetivo se logró satisfactoriamente a nivel de prototipo y fuera de línea, como mostramos más adelante, en donde se aplica un algoritmo de correlación a cuatro conjuntos de paletas, obteniendo resultados satisfactorios.

2.1 Parámetros básicos del Sistema de Visión SIVCC

Para lograr la imagen requerida es fundamental establecer los parámetros básicos de nuestro sistema de visión. Es importante que todos los elementos se integren con el mismo nivel de rendimiento.

Los parámetros fundamentales para adquirir una imagen son [14]:

Área de Cobertura: Área visible del objeto bajo análisis $\approx 21.59\text{cm} \times 27.94\text{cm}$.

Distancia del Objeto: Distancia entre el lente de la cámara y el objeto bajo análisis $\approx 75\text{mm}$.

Resolución: Capacidad del sistema de visión de reproducir los detalles del objeto bajo análisis $\approx 1024 \times 768$ píxeles.

Profundidad de Campo: Máxima profundidad del objeto que puede ser mantenida dentro de enfoque $\approx 0.35\text{mm}$.

Tamaño de Sensor: Dimensión del sensor en la cámara CCD. Típicamente especificado en dimensión por cantidad de píxeles. Este parámetro es utilizado para obtener la magnificación primaria del lente PMAG $\approx 7.95 \times 6.45 \text{ mm}$.

3. PROCESAMIENTO DE LAS IMÁGENES

La etapa de procesamiento de imágenes consiste en aplicar un filtro espacial y en comparar la imagen con una imagen de referencia, utilizando para ello la correlación cruzada. Enseguida se aplica una etapa o fase de decisión, en la cual se decide aceptar o desechar la paleta. El diagrama a bloques de la Fig. 3.1 muestra estas diferentes etapas o fases.

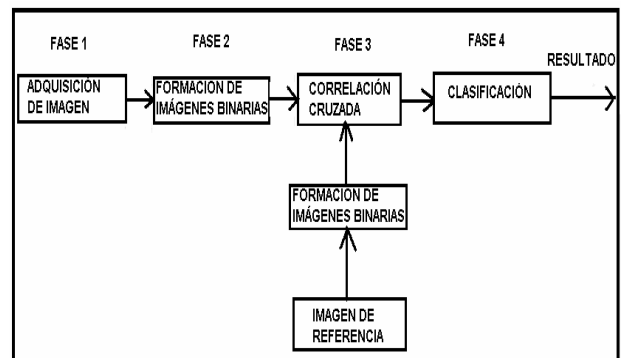


Fig. 3.1. Algoritmo para el procesamiento y la detección de paletas.

El algoritmo para el procesamiento y la detección de las paletas, opera como sigue:

En la Fase 1, se adquiere la imagen a evaluar.

En la Fase 2, consideramos la conversión de la imagen en nivel de gris a imagen binaria debido a que los sistemas de visión binarios son útiles en casos donde una silueta contiene suficiente información para permitir reconocimiento de un objeto. En esta fase, usando un umbral separamos el palillo de la barra de malvavisco cubierta de chocolate.

En la Fase 3, comparamos la imagen adquirida con una imagen de referencia usando el algoritmo de correlación cruzada para medir algún parámetro de la correlación que nos permita determinar si la paleta bajo prueba pasa o no los criterios de calidad.

En la Fase 4, tenemos una fase de decisión, en la cual se decide aceptar o desechar la paleta.

El procesamiento es un procesamiento espacial basado en una técnica que opera directamente sobre los valores de los píxeles de la imagen. Éste consiste en las siguientes transformaciones, que suelen aplicarse a un entorno cuadrado del píxel, y son:

$$S(x,y) = F(I(x,y)) \quad (3.1)$$

siendo $I(x,y)$ la imagen original, $S(x,y)$ la imagen resultante y $F(.)$ la transformación de Fourier.

El preprocesamiento trata de mejorar la imagen de manera que pueda ser analizada de la forma más simple; es una etapa orientada hacia el problema específico que se quiera solucionar, por lo que los algoritmos que funcionen bien en unos casos, no lo harán en otros.

Algunos trabajos utilizan procesamiento y preprocesamiento [3,15]. La correlación es la transformación que más conviene en este trabajo, como demostraremos más adelante.

3.1 Segmentación

Uno de los problemas más importantes en un sistema de visión es identificar las subimágenes que representan objetos. La partición de una imagen en regiones es llamada *segmentación*. Idealmente, una partición representa un objeto o parte de un objeto. Una imagen binaria es obtenida usando una segmentación apropiada de una imagen de escala de gris. En nuestro caso, los valores de intensidad del palillo están en un intervalo y los valores de intensidad de los píxeles de fondo y los píxeles de barra de malvavisco son de este intervalo.

Una operación puntual, se puede expresar matemáticamente [13] como lo establece la Ec. (3.2).

La binarización es una típica operación puntual. Para obtener una imagen binaria, se hace una transformación no lineal de la imagen de entrada, obteniéndose una imagen de salida

en la cual cada píxel puede tomar alguno de dos valores: 0 y 1, negro y blanco, 0 y 255, etc. Matemáticamente, esta operación se puede expresar como:

$$S(x,y) = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

Los píxeles con valores menores al umbral se muestran en negro (0), en caso contrario los píxeles se muestran en blanco (1).

Esta técnica se puede aplicar como una forma muy sencilla de separar un objeto de interés del resto de la imagen. Por ejemplo, el objeto de interés puede tomar el valor de 1 y el resto de 0. El problema es como determinar el umbral. En general esta técnica es de prueba y error, ya que el umbral cambia entre las imágenes, así como para diferentes condiciones de iluminación y escenas a procesar.

Ejemplo, en la Fig. 3.2 tenemos una paleta a la cual binarizamos a partir de un umbral de 210 y logramos separar el palillo del resto de la paleta.

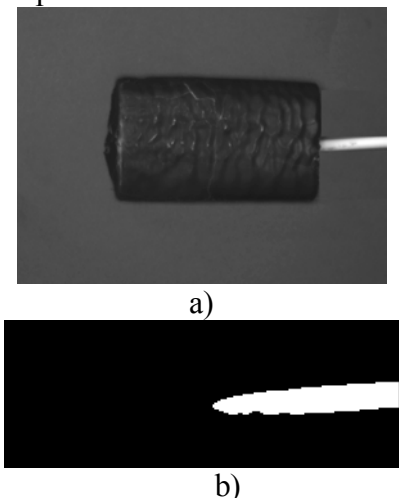


Fig. 3.2 a) Paleta de chocolate b) Imagen binaria que resulta de aplicar un umbral de 210.

3.2 Correlación

Para determinar si dos señales están correlacionadas hay que observarlas y tratar de

detectar cualquier similitud entre ellas [10]. En imágenes, el enfoque de correlación consiste en tomar una pequeña porción de una imagen (plantilla), y correlacionarla con la otra imagen para encontrar la sección que da una mayor correlación, indicando la posible localización de esa característica, y calculando de esa forma su distancia. El proceso de búsqueda consiste en hacer una correlación del patrón (plantilla) con la segunda imagen, estimando la correlación o similitud, y seleccionando el área de la imagen de mayor correlación.

3.2.1 Correlación 2-D

Dada una imagen, f , se define la correlación 2-D como:

$$g(i, j) = \sum_m^M \sum_n^N h(m, n) f(i + m, j + n) \quad (3-5)$$

Sí el tipo de datos de la entrada es punto flotante, la salida es el mismo tipo de datos.

Sin embargo, si un objeto engloba a otro dará la misma respuesta. Otro caso en el que la correlación fallaría sería si buscamos un objeto grande y oscuro si también está presente otro objeto más pequeño, pero mucho más claro. Para solucionar este problema se tiene la correlación normalizada, que evita además posibles cambios en los niveles de gris entre el modelo que se busca y el objeto presente en la imagen:

$$I_{CN}(m, n) = \frac{\sum_{i=0}^{Ma} \sum_{j=0}^{Na} (I_1(m+i, n+j) - \bar{I}_1)(I_2(i, j) - \bar{I}_2)}{\sqrt{\sum_{i=0}^{Ma} \sum_{j=0}^{Na} (I_1(m+i, n+j) - \bar{I}_1)^2 \sum_{i=0}^{Ma} \sum_{j=0}^{Na} (I_2(i, j) - \bar{I}_2)^2}}$$

(3-6)

donde \bar{h} es el valor medio de h .

3.2.2 Correlación Cruzada

La Correlación 2-D calcula la correlación cruzada bi-dimensional de dos matrices de entrada. Suponga que la matriz A tiene dimensiones (Ma, Na) y la matriz B tiene dimensiones (Mb, Nb). Cuando el bloque calcula el tamaño de salida completo, la ecuación para la correlación cruzada bi-dimensional discreta es [9].

$$I_c(i, j) = \sum_{m=0}^{(Ma-1)} \sum_{n=0}^{(Na-1)} I_1(m, n) \cdot I_2^*(m+i, n+j) \quad (3-7)$$

donde $0 \leq i < Ma+Mb-1$ y $0 \leq j < Na+Nb-1$

3.2.3 Ventajas y Limitaciones de la Correlación Cruzada Normalizada

La correlación cruzada normalizada es especialmente resistente a algunas diferencias de intensidad entre las imágenes [11]. Esto quiere decir que mientras las diferencias en intensidad entre píxeles aumenten o disminuyan conjuntamente, el coeficiente de correlación seguirá siendo elevado. Por otra parte, la correlación cruzada normalizada también es robusta al ruido. La limitación es que, presenta cierta debilidad cuando existe cierta rotación entre las imágenes.

3.3 Parámetros de la Correlación

Los algoritmos desarrollados realizan la correlación cruzada normalizada, y permite encontrar los dos o tres parámetros de calidad: coordenadas del máximo (i,j), y su valor máximo, $\max I_c(n,m)$. El primero puede ayudar a determinar la posición del palillo con referencia al centro de la barra de malvavisco. El segundo puede también verse como una superficie gráfica, donde el valor máximo depende directamente del grado de correlación entre las dos imágenes, esto es, mientras el grado de correlación se incrementa, el máximo del gráfico lo hace también. Adicionalmente,

definimos otro parámetro cuantitativo, el factor de correlación, FC , y está dado por

$$FC = \iint I_c(x, y) dx dy \quad (3.8)$$

O bien

$$FC = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=1}^{M-1} I_C(n, m) \quad (3.9)$$

El factor de correlación puede ayudar a determinar la orientación del palillo con respecto a un palillo de referencia.

En la Sección 4, aplicamos estos métodos a conjuntos de paletas dado y obtendremos conclusiones que nos conducirán a la aplicación de los métodos de la binarización y la correlación cruzada con tres parámetros, las coordenadas del máximo, el valor medio de la correlación y el factor de correlación, sin preprocesamiento adicional, lo cual es una ventaja ya que se emplea menos tiempo en la aplicación del algoritmo de la correlación y por lo tanto, se logra mayor velocidad, por lo que consideramos que éstos son los mejores como se mostrará en la siguiente sección.

4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

4.1 introducción

El principal defecto que presentan las paletas es: determinar el umbral de aceptación de *posición del palillo* a partir de su *posición deseada* para que una paleta sea considerada como una paleta que si pasa los criterios de calidad.

Analizaremos esta situación enseguida. La Fig. 4.1 ilustra los cambios en la posición del palillo que se hicieron para realizar el experimento.

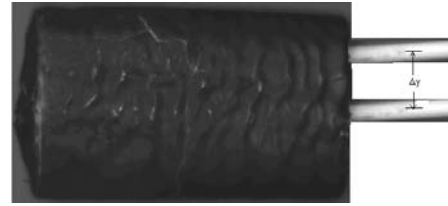


Fig. 4.1 Cambios en la posición del palillo desde el punto medio de la paleta.

En este conjunto, se tienen seis paletas que si pasan los criterios de calidad y cinco que no pasan dichos criterios, respecto de una paleta tomada como referencia en condiciones de iluminación y ajustes de cámara adecuadas.

La Fig. 4.2 muestra la imagen digitalizada en niveles de gris de 800 x 600 píxeles de una paleta de chocolate con *calidad aceptable*, la que utilizaremos en este experimento. Por *calidad aceptable* queremos decir que la paleta tiene colocado el palillo aproximadamente en el centro de la cara anterior menor de la paleta, y cuyos parámetros tienen los valores dados en el primer renglón de la Tabla 4.1 mostrada más adelante. Esta paleta ha sido definida como nuestra imagen de referencia. En la Fig. 4.3, podemos observar un conjunto de dos imágenes que corresponden a dos paletas de chocolate, una, con normas de *calidad aceptable* y otra imagen que corresponde a paleta de chocolate la cual presenta una calidad inaceptable, y por lo tanto, su rechazo.



Fig. 4.2 Paleta de chocolate de referencia que presenta una *calidad aceptable*.

Fig. 4.3. Ejemplos de paletas de chocolate en donde e) es la paleta con el palillo en el umbral, y j) es el caso extremo que presenta una calidad inaceptable.

La Fig. 4.4 muestra la imagen binaria de la paleta de chocolate de referencia usando un umbral de 210. La Fig. 4.5 muestra los resultados de aplicar un umbral de 210 a las imágenes desplegadas en las Figs. 4.3e.

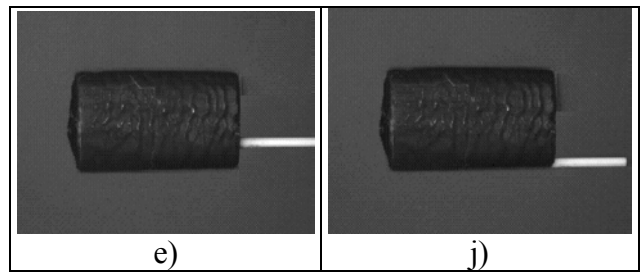


Fig. 4.4 Imagen binaria que resulta de aplicar un umbral de 210 a la imagen ilustrada en la Fig. 4.2.



Fig. 4.5 Imagen binaria que resulta de aplicar un umbral de 210 a la imagen mostrada en la Fig. 4.3e.

En la Fig. 4.6, presentamos la representación tri-dimensional de la autocorrelación obtenida con la imagen binaria del palillo mostrada en la Fig. 4.2. La Fig. 4.7 muestra la representación tri-dimensional de la correlación obtenida con la imagen de referencia (Fig. 4.2) y el subconjunto de imágenes binarias que corresponden a la Fig. 4.3. Como fue previamente afirmado, los filtros de correlación proporcionan máximos estrechos con valores muy altos cuando la correlación es muy alta. Esto puede observarse en las



gráficas de las Figs. 4.6 y 4.7 observando el nivel máximo de correlación en cada caso.

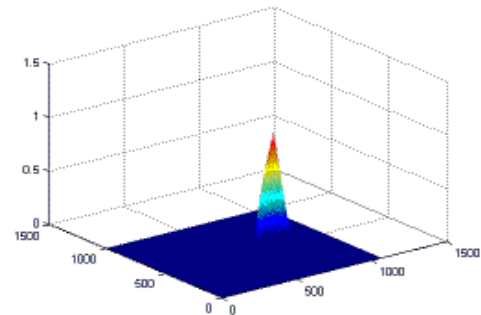
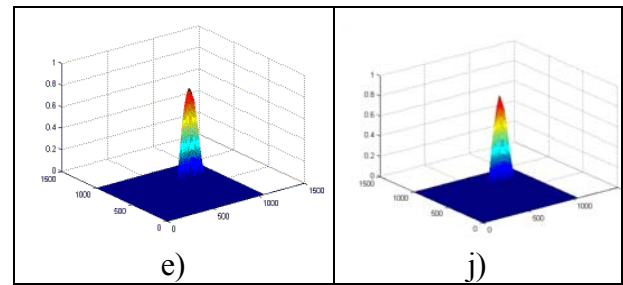


Fig. 4.6 Representación 3D de la autocorrelación obtenida con la imagen de referencia.

Δy cm	Coordenadas del Máximo x, y	Valor Máximo	FC
0.0	804, 804	1.0000	8.9515
0.2	816, 737	0.8833	10.8610
0.4	828, 751	0.8950	4.6016
0.6	838, 741	0.8659	1.5356
0.8	851, 746	0.8290	1.0244
1.0	863, 740	0.8515	1.7539
1.2	875, 742	0.8771	3.9588
1.4	887, 740	0.8531	3.9956
1.6	897, 735	0.8289	6.4992
1.8	909, 733	0.8578	5.3290
2.0	919, 731	0.8713	6.5879

Tabla 4.1. Resumen de los resultados obtenidos en la correlación del conjunto A.

Fig. 4.7. Representación 3D de la correlación obtenida con la imagen binaria de la Fig. 4.2. e imágenes binarias de la Fig. 4.3.



La Tabla 4.1 resume los resultados obtenidos usando la correlación cruzada. Estos resultados muestran buena discriminación entre paletas que cumplen las normas de calidad de aquellos que no, y los resultados coinciden con las observaciones de los operadores humanos con respecto a la calidad de los sujetos. De acuerdo a los resultados de la Tabla 4.1, observamos que la correlación mostrada en las Figs. 4.7 presentan un rango de valores entre 604 a 663 para la coordenada x , el máximo de la correlación oscila entre 0.8290 y 1, y el FC tiene un rango de valores entre 1.0244 y 10.8610. Por otro lado, en la correlación ilustrada en la Fig. 4.7 podemos observar que al menos un parámetro está fuera del rango dado por las paletas que cumplen las normas de calidad.

En la Fig. 4.8 mostramos la coordenada x como función de la distancia a que se encuentra el palillo respecto de su posición deseada, variando su posición cada 0.2 cm para observar su comportamiento. Como puede verse, tenemos un umbral establecido aproximadamente en 1.0 cm respecto del eje de simetría de la paleta y una coordenada x de 663.

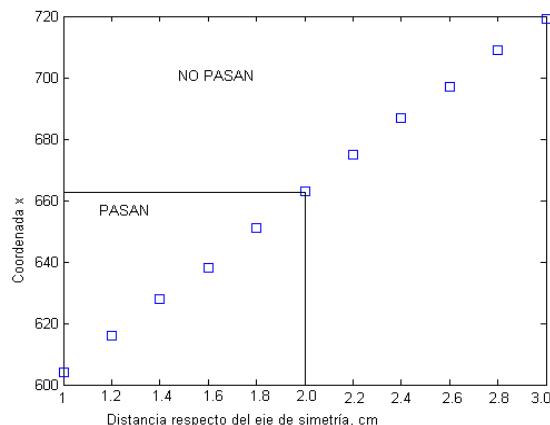


Fig. 4.8 Clasificación de paletas como función de la distancia del palillo y de la coordenada x del máximo en el plano de correlación

5. CONCLUSIONES

Un sistema de visión ha sido presentado para la inspección y selección automática de paletas de chocolate. Aún cuando no estaba disponible un conjunto grande de datos, los resultados muestran que el sistema funciona satisfactoriamente, y ha sido capaz de discriminar entre las paletas de chocolate que pueden ser aceptadas como de buena calidad y aquellas muchas que deben rechazarse porque no cumplen los requerimientos de calidad. El preprocesamiento de imagen es una parte importante de los procesos que habilitan el logro de estos resultados. Sin este preprocesamiento, no hay distinción aguda entre buena y mala calidad.

Esto es una consecuencia del ruido introducido en el sistema de visión y condiciones ambientales, que producen errores en la aceptación o rechazo de paletas de chocolate. En particular, este trabajo se enfoca en los esquemas de la correlación cruzada debido a sus propiedades atractivas como la robustez al ruido y el campo ancho de aplicación que ha estado recientemente extendido gracias a los nuevos desarrollos en las tecnologías de procesamiento de imágenes y computación.

El acercamiento en este trabajo ha resuelto los problemas de control de calidad de la empresa productora de paletas de chocolate, resultando en la disminución de las pérdidas de la empresa dulcera debidas a la mala

colocación del palillo en la paleta de malvavisco.

TRABAJOS FUTUROS

Presentar resultados con un conjunto más grande de datos de modo que se pueda ajustar mejor los parámetros y obtener resultados mejores con respecto a la eficiencia del sistema.

Sería interesante la aplicación en objetos en movimiento, ya que en el trabajo presente lo aplicamos en objetos estáticos.

Utilizar el método de la transformada de Hough para obtener los resultados conseguidos en este trabajo, y desde luego mejorarlos.

Considerar otros objetos diferentes a los de este trabajo, por ejemplo, en paletas de dulce redondas o en ítems en donde se requiera determinar la posición correcta del palillo o vástago.

6. REFERENCIAS

- [1] Escalera A., “*Visión por Computador*”, Ed. Prentice Hall, 2001, pp.156-158.
- [2] Gonzalez R., et al, “**Digital Image Processing**”, Addison-Wesley, 1992, pp. 548-555.
- [3] Gunasekaran S, “**Nondestructive Food Evaluation, Techniques to Analyze Properties and Quality**”, Chapter 2 Computer Vision, pp. 39-61. Copyright 2001 by Marcel Dekker, Inc. printed in USA, .
- [4] Hagelin T., et al, “**Advanced Streak Inspection On Coated Board And Paper Production**”, SR-Instruments Oy, Teollisuustie 1, FIN-90830, Haukipudas, Finland, 2003, e-mail:tero.hagelin@sr-instruments.com, &heimo.keranen@sr-instruments.com.
www2.automaatioseura.fi/jaostot/mvn/mvn8/inspection.html , pp.1-3
- [5] Jain A.K., “**Fundamentals of Digital Image Processing**”, Prentice Hall, USA, 1989.
- [6] Kyllönen J., et al “**Visual inspection of Parquet Slabs by Combining color and Textures**”, FIN, 1995.
<http://www2.automaatioseura.fi/jaostot/mvn/>
- [7] Malamas E., et al, “**A survey on industrial vision systems, applications and tools**”, Department of Electronic and Computer Engineering, Technical University of Crete, Chania, Crete 73100, Greece, Microelectronics Laboratory, Universite Catholique de Louven, Louven-La-Neuve, Belgium Received 17 September 2002; accepted 16 October 2002, pp.1-25.
- [8] Niskanen M., et al ” **Color and Texture Based Wood Inspection with non-Supervised Clustering**”, FIN, 1999.pp. www.ee.oulu.fi/~nisu/color_and_texture_based_wood_inspection_with_nonsupervised_clustering.pdf
- [9] Poh N. et al, “**How Do Correlation and Variance of Base-Experts Affect Fusion in Biometric Authentication Tasks?**”, http://eprints.pascal-network.org/archive/00000760/02/norman_vr_corr.pdf
- [10] Roberts M.J., “**Señales y Sistemas**”, Mc Graw Hill, Mexico, 2005, pp 472-501.
- [11] Rodrigo S. et al, “**Medida de similitud combinada para el registro y fusión de imágenes**”, Departamento de las Tecnologías de la Información y las Comunicaciones Universidad Politécnica de Cartagena, 2005.
- [12] Skalak D., “**Prototype Selection for Composite Nearest Neighbor Classifiers**”, Publication Date:1997.Thesis, pp.1-14.
- [13] Sucar E., et al, “**Procesamiento de Imágenes y Visión Computacional**”, Departamento de Computación, Tecnológico de Monterrey Campus Cuernavaca, México, 2005.
- [14] Villalobos G., et al, “**Sistema de Visión Electrónica**”, UdeG/CUCEI/DIVEC, Tesis, 2004.
- [15] VTT A., “**Machine vision projects at VTT Automation, Machine Automation.**”, VTT Automation Machine Automation P.O.X 13021 FIN-33101 TAMPERE FINLAND, 2000.

[16] Vuorilehto J., et al, **“Modern Lineal Colour Based Quality Grading”**, Lappeenranta University of Technology, P.O.Box 181FIN-50101 Mikkeli, Finland 2003
Tel. +358-15-355 6342 Fax +358-15-355 6365
Email: jaakko.vuorilehto@lut.fi www.lut.fi,
pp. 1-5.

“USO DEL FORMATO BIL PARA LA OBTENCIÓN DE MAPAS DIGITALES EN MATLAB”

López Márquez Nely Patricia, Lemus Cárdenas Leticia, Martínez Silva M. J.

Depto. de Productividad y Desarrollo Tecnológico, División de Ciencia y Tecnología
Universidad de Guadalajara-Centro Universitario del Norte
Carretera Federal No. 23 Km. 191, Colotlán Jalisco. C.P. 46200
martinm@cunorte.udg.mx

RESUMEN

En este artículo, se propone una metodología que permite el manejo de información cartográfica que emplea el formato .bil en archivos de datos para procesamiento en MatLab. Se describe el formato .bil para su interpretación en el sistema UTM para ubicación geográfica.

También se describe el programa desarrollado en MatLab para la interpretación del formato .bil en datos binarios y graficación en esta herramienta.

Palabras clave: bil, mapas, cartografía, MatLab, Comunicaciones.

I. INTRODUCCIÓN

Los diferentes formatos en que se presenta la información no siempre son útiles para una aplicación específica. Tal es el caso de la información manejada en las bases de datos de información cartográfica del Instituto Nacional de Estadística, Geografía e Informática (INEGI).

La información cartográfica disponible en el INEGI, para su análisis es proporcionada en formatos que sólo se puede visualizar en algunos paquetes especializados como ArcView.

ArcView utiliza el Sistema de Información Geográfica (GIS) que permite y facilita la recolección, análisis, gestión o representación de datos espaciales [1] [2].

Sin embargo para aplicaciones particulares, estudio y análisis en otras áreas como en las comunicaciones, la información tiene que ser

tratada para ser usada por otras herramientas como el MatLab.

El objetivo de este trabajo es dar a conocer el uso del formato .bil y su interpretación en la plataforma de MatLab para el procesamiento de mapas digitales. Esta información puede ser usada por investigadores y desarrolladores de paquetería que centren su investigación y desarrollo en el análisis cartográfico. Cabe mencionar que este desarrollo surge de la necesidad de conocer los relieves, picos y puntos con línea de vista para establecer modelos de propagación de las señales en la Región Norte Jalisco.

II. FORMATO .BIL (BANDAS INTERCALADAS POR LÍNEAS)

El formato .bil es una técnica de datos de imagen organizados por imágenes multibanda. .bil no es por sí sólo el formato de la imagen, sino que almacena información, es decir los valores de los pixeles banda por banda por cada línea, o fila de la imagen (ver figura 1) donde las coordenadas en paréntesis indican el número de fila y columna en la banda (o capa) correspondiente, la cual se identifica con colores.

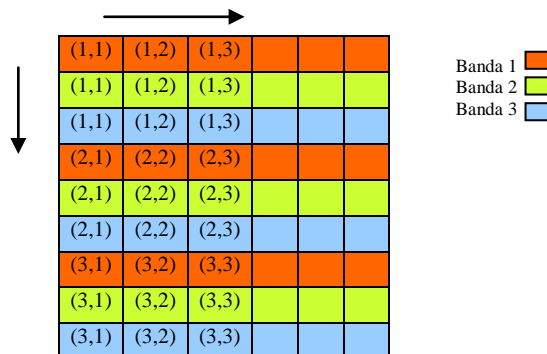


Figura 1.- Descripción del formato .bil

Los datos de los píxeles son típicamente precedidos por un archivo de encabezado que contiene datos acerca de la imagen, tal como el número de filas y columnas y su ubicación geográfica en un sistema dado, entre otra información.

La imagen del formato BIL consiste en cuatro diferentes archivos.

- **.bil** Archivo binario que en efecto contiene los datos de la imagen.
- **.hdr** (*encabezado*). Es un archivo ASCII que contiene en forma descriptiva información que describe la imagen de los datos.
- **.clr** (*opcional*). Archivo ASCII que describe la imagen de color de mapa.
- **.stx** (*opcional*). Archivo ASCII que contiene imagen de las estadísticas.

El archivo de encabezado contiene una serie de entradas, cada una de las cuales describe un atributo particular de la imagen. Este encabezado esta conformado por la siguiente lista de palabras clave que describen cada atributo:

- **Nrows:** Número de filas en la imagen.
- **Ncols:** Número de columnas en la imagen.
- **Nbands:** Número de bandas en la imagen.
- **Nbits:** Número de bits por pixel por banda (1,4,8,16 y 32)
- **Byteorder:** El orden del byte en el cual los valores de los pixeles son almacenados.
- **Layout:** La organización de las bandas en el archivo de imagen.
- **Ulxmap** y **Ulymap:** Son las coordenadas UTM (Universal Transverse Mercator) del centro del píxel de la esquina superior izquierda de la imagen.
- **Xdim** y **Ydim:** Especifica el tamaño del píxel en metros.
- **Bandrowbytes:** Número de bytes por banda por fila.
- **Totalrowbytes:** Número total de bytes de datos por fila.

III. COORDENADAS UTM (UNIVERSE TRANSVERSE MERCATOR)

La cartografía tiene normas que se han establecido para una lectura adecuada de la información, pero sobre todo identificar la zona geográfica de estudio mediante zonas.

Por lo que la tierra está dividida en 60 zonas UTM (usos y meridianos) de los cuales nuestro país abarca parte de las zonas 10 y 16, las zonas 11,12,13,14 y 15, como se puede observar en la figura 2 [3].

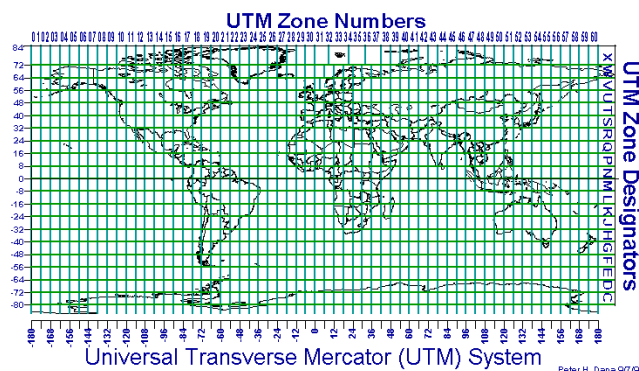


Figura 2.- Mapa Mundial que identifica las zonas UTM

Las coordenadas UTM correspondientes a los valores UpperLeftXMAP y UpperLeftYMAP (expresados en metros) se indican en una la parte del encabezado (.hdr) que conforman el archivo .bil, dichas coordenadas son los puntos (x,y) como se observa en las figura 3 y 4 [4].

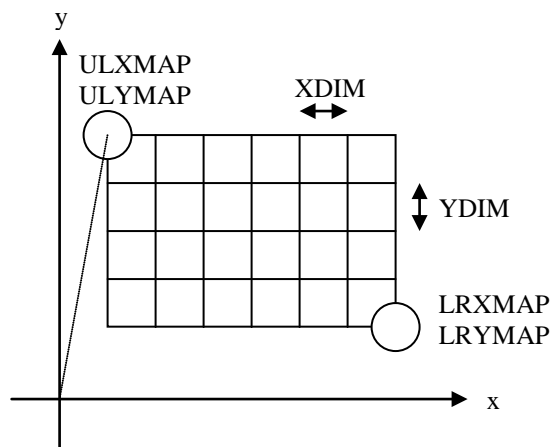


Figura 3.- Diagrama de coordenadas x, y del mapa

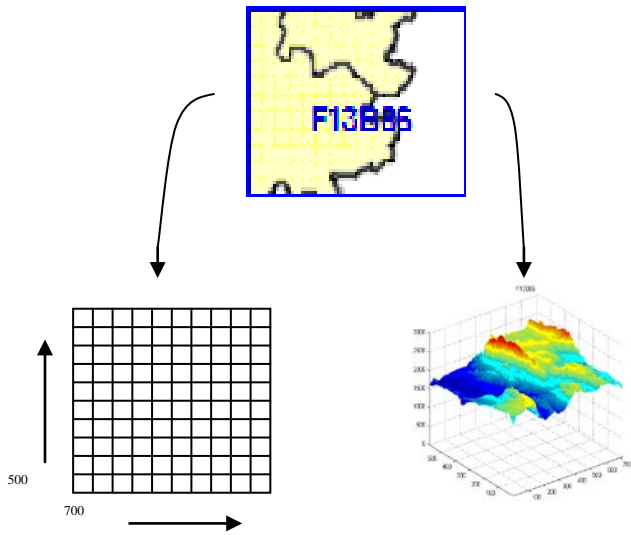


Figura 4.- Gráfico de la relación entre el formato .bil y el sistema de coordenadas x, y, z

IV. PROGRAMA DESARROLLADO

Para desarrollar el programa en MatLab ha sido necesario identificar en el archivo de encabezado el número de filas y columnas del archivo de imagen proporcionado de la cartografía del INEGI, el cual es una matriz de elevación en metros sobre el nivel del mar, que puede ser de alrededor de 500 filas y 700 columnas.

El programa desarrollado, consiste en mantener un enlace con los diferentes encabezados de los archivos (.hdr) y estos a su vez se enlazan con los archivos .bil durante el tiempo de su ejecución, hasta que es interrumpido al seleccionar la sentencia de salir.

Inicialmente, el programa carga una imagen que muestra la Región Norte de Jalisco dividida en pequeñas secciones, en las cuales cada una de estas se identifica por un nombre que corresponde con los archivos .hdr y .bil (figura. 5)

Cada una de estas secciones tiene especificados los ejes de coordenadas que pertenecen a la esquina superior izquierda e inferior derecha, con las cuales queda indicado el rango de coordenadas que abarca cada sección. Las

cuales permiten al programa desplegar la gráfica correspondiente a ellas.

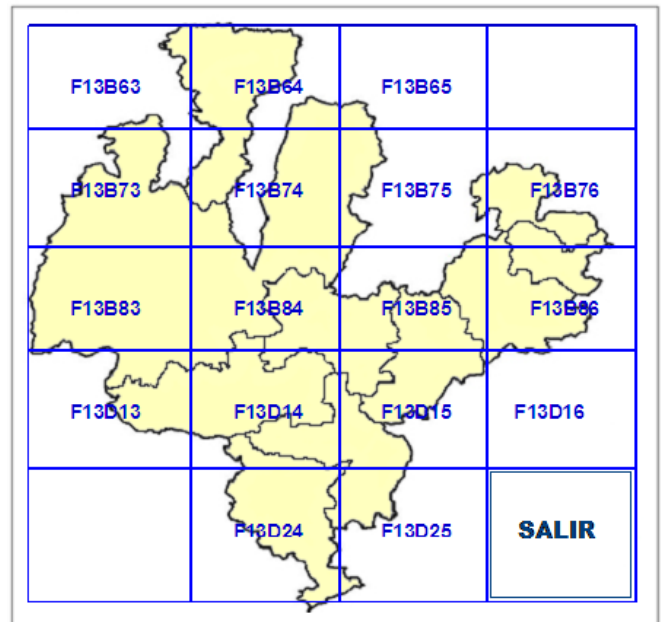


Figura 5.- Gráfico que muestra la Región Norte de Jalisco

La imagen mostrada en la figura 5 es cargada mediante el comando `imread`, cuya sintaxis es la siguiente.

```
A = imread(filename,fmt)
```

Cada sección es seleccionada por medio del comando `ginput`, función que tiene la siguiente sintaxis:

```
[x,y] = ginput(n)
```

donde `[x,y]` corresponde a las coordenadas al eje abarcado por el mapa, `ginput` permite la manipulación con el Mouse, y `n` número de entradas. Esta función permite desplazarse sobre la imagen, haciendo clic en la sección deseada.

Una vez elegida alguna sección, el programa permite obtener del archivo .hdr el número de filas y columnas, que es la pauta para interpretar el archivo .bil

La lectura de estos archivos se hace mediante la aplicación de funciones que sirven

para abrir, leer y cerrar archivos. Las funciones son las siguientes:

```
fid = fopen('filename','c')
A = fread(fid,size,precision)
fclose(fid);
```

donde *fid* es un valor de retorno que sirve como identificador del fichero, *c* es un carácter (o dos) que indica el tipo de operación que se desea realizar, *size* especifica el número de columnas, *precision* define un entero de 16 bits. Las opciones siguientes corresponden a los permisos para acceder a los archivos:

```
'r'  lectura (de read)
'w'  escritura reemplazando (de write)
'a'  escritura a continuación (de append)
'r+' lectura y escritura
```

Cuando por alguna razón el archivo no puede ser abierto, se devuelve un (-1) [5].

Una vez abierto el archivo .bil que es el que contiene los valores de las elevaciones, los datos son leídos y colocados en una matriz que posteriormente se utiliza con la instrucción *mesh* para generar la gráfica, la cual considera que cada elemento de la matriz contiene los valores **Z** para cada la coordenada **X** y **Y**, que corresponden a la fila y columna de la matriz. Esto produce la imagen del mapa digital.

V. RESULTADOS Y CONCLUSIONES

El resultado más importante de este trabajo, es que es el primer programa desarrollado en MatLab para la obtención de mapas digitales en México.

El análisis se enfocó en la obtención de mapas digitales en MatLab y no es una interfaz de ArcView, ya que hacerlo de esta manera, no se podrían realizar los cálculos para otras aplicaciones.[6]

En la figura 6 se presentan algunos ejemplos de mapas de elevación de cuatro diferentes regiones. La escala usada para el eje de

elevación es de 0 a 3000 metros. Se observan en algunos casos grandes cambios de elevación correspondientes a la sierra madre occidental.

En este trabajo se ha presentado la metodología para obtener datos de la cartografía del INEGI y presentar los mapas digitales por medio de un programa en MatLab. La información presentada corresponde a la elevación sobre el nivel del mar de la región norte de Jalisco.

Aunque la visualización de esta información puede realizarse con otros programas especializados como el ArcView [7]. Sin embargo hemos empleado MatLab ya que consideramos que a diferencia de ArcView, MatLab es un software especializado que cuenta con aplicaciones orientadas para llevar a cabo proyectos donde se encuentren implicados elevados cálculos matemáticos y la visualización gráfica de los mismos. Así como también integra análisis numérico, cálculo matricial, proceso de señal y visualización gráfica.

MatLab dispone también de programas de apoyo especializados que se les llama toolboxes. Estas toolboxes en la actualidad cubren prácticamente casi todas las áreas principales en el mundo de la ingeniería y la simulación, destacando entre ellos el toolbox de señal, de proceso de imágenes, en fin para diferentes aplicaciones.

MatLab cuenta con una ventaja muy importante que es “toolbox mapping”[8], esta herramienta posee características como: organizar, combinar, extraer y manipular de cualquier forma la información de los mapas, así como también manipular la visualización de los mismos, posee ayuda específica para manejar el sistema de coordenadas UTM, entre otras.

ArcView posee técnicas de visualización, que son útiles, sin embargo; son limitadas pues no permiten exportar e importar datos para investigaciones que no son del tipo cartográfico [9].

Cabe mencionar que el propósito a futuro de este proyecto es el de apoyar el desarrollo de algoritmos que permitan analizar diversos fenómenos que requieran cálculos intensivos, tal como la propagación de señales de radiofrecuencia, con aplicaciones a la comunicaciones y otras; no sólo en la Zona Norte de Jalisco, sino también para diferentes regiones geográficas.

Para trabajos próximos se encuentra la posibilidad de incorporar información complementaria, tal como la ubicación de centros de población, y otras características físicas del terreno necesarias para las aplicaciones planteadas.

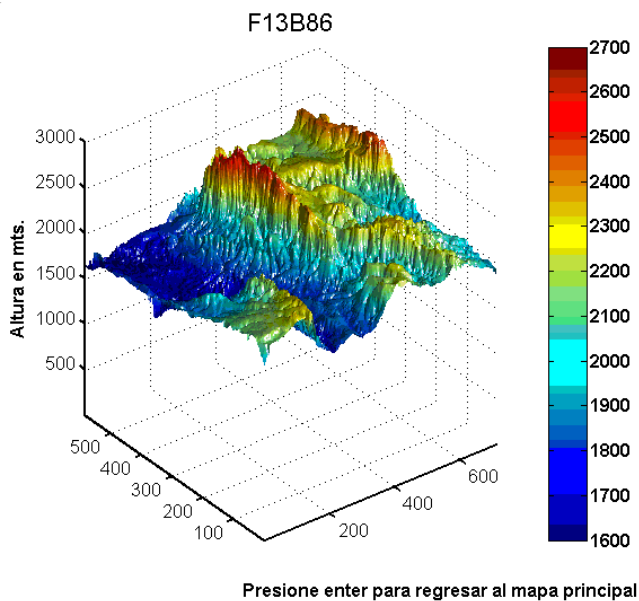
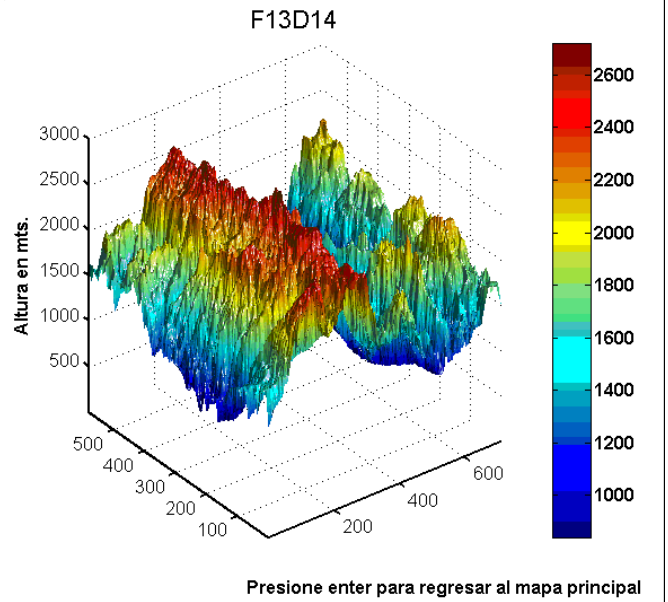


Figura 6.- Mapas digitales de elevación en MatLab

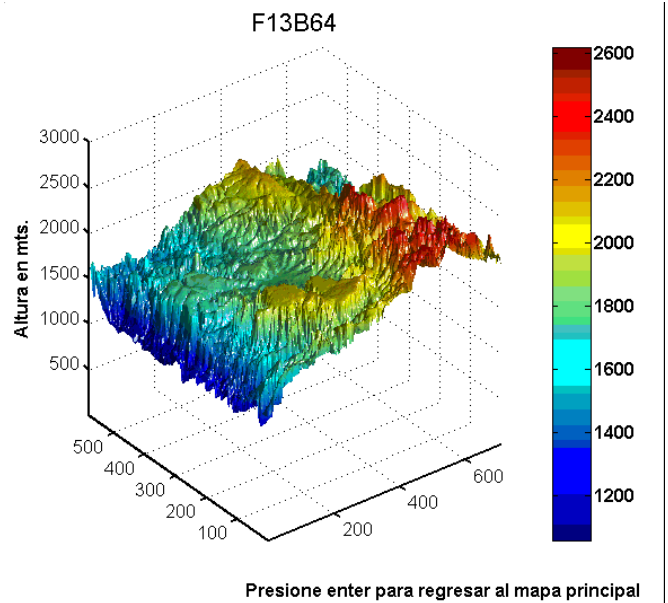


Figura 6.- Mapas digitales de elevación en MatLab (cont.)

Referencias

- [1] Paul A. Longley, Michael F. Goodchild, David J. Maguire, David W. Rhind, John Wiley & Sons; *Geographic Information Systems and Science*. Segunda edición. April 15, 2005

- [2] Kang-Tsung Chang; Introduction to Geographic Information System, Mc Graw Hill, Third edition, March 10, 2005
- [3] *Características de las coordenadas UTM y descripción de este tipo de coordenadas* en: http://www.elgps.com/documentos/utm/coordenadas_utm.html
- [4] *Lunds Universitet. File format (GIS)* en: <http://www.giscentrum.lu.se/english/whatisgisFileFormat.htm>
- [5] Javier García de Jalón, José Ignacio Rodríguez, Alfonso Brazales; *Aprenda Matlab 6.1 como si estuviera en primero*, Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales Universidad Politécnica de Madrid; Octubre 2001
- [6] *Water conservation and use in agriculture. GIS and MATLAB Integrated for Groundwater Modelling* en: http://www.wca-infonet.org/servlet/BinaryDownloaderServlet?filename=1067856363030_md5.pdf
- [7] *ESRI. GIS and mapping software* en: www.esri.com/software/arcview
- [8] *The MathWorks. Accelerating the pace of engineering and science* en: <http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/map/>
- [9] *Líder en Sistemas de Información Geográfica* en: <http://www.esri.com/arcgis.asp>

PROCESAMIENTO AUTOMÁTICO DE IMÁGENES SATELITALES UTILIZANDO UNA SEGMENTACIÓN MORFOLÓGICA DE GRAFOS: UN ESTUDIO DE PARÁMETROS

Erick López Ornelas⁽¹⁾, Guy Flouzat⁽²⁾

⁽¹⁾Universidad Autónoma Metropolitana—Cuajimalpa

⁽²⁾Laboratorio de Percepción Remota de Alta Resolución, Univ. Paul Sabatier, Francia

Correo electrónico: elopez@correo.cua.uam.mx, guy.flouzat@cesbio.cnes.fr

RESUMEN

En este artículo, se presenta un método auto-adaptable de segmentación de imágenes satelitales de alta resolución espacial utilizando grafos y operaciones morfológicas, donde una etapa de pre-procesamiento puede ser introducida por una cuantificación fotométrica y un muestro espacial o utilizando la técnica de líneas de separación de aguas. El espacio de representación (regiones) es modelado utilizando un diagrama de Voronoi y su grafo dual (la triangulación de Delaunay). A esta representación en grafos le es aplicada operaciones morfológicas combinadas de aperturas y cierres. Se muestra un estudio de los parámetros importantes utilizados donde la experimentación digital y los resultados de la aplicación fueron obtenidos utilizando imágenes satelitales de alta resolución espacial.

Palabras clave: Procesamiento de imágenes, segmentación, grafos, morfología matemática.

Introducción

Las imágenes espaciales han revolucionado la percepción que se tenía de la Tierra a partir de imágenes aéreas. Este tipo de imágenes responde muy bien a las necesidades tradicionales civiles, como la cartografía o el monitoreo ambiental, así como a la gestión de riesgos naturales o telecomunicaciones [1], [2]. Su utilización para fines militares y de defensa es igualmente muy intensa. En la actualidad, la resolución de las imágenes de observación civil alcanza niveles infra métricos. Por ejemplo, los satélites SPOT5 (CNES, Francia), ALOS (Nasda, Japón), IKONOS (Space Imaging, EU), QUICKBIRD (DigitalGlobe, EU) proporcionan imágenes entre 2.5m. y 0.6m. de resolución. Este progreso ha sido realizado en un lapso de tiempo muy corto y las técnicas de

procesamiento de imágenes no evolucionaron de manera tan rápida como las técnicas de adquisición [3].

Este mejoramiento de la percepción permite visualizar y analizar objetos que nunca habían sido observados con anterioridad en percepción remota. Por ejemplo: se pueden observar objetos como autos, edificios, árboles, lo que genera imágenes de una alta heterogeneidad. Por lo que es necesario de desarrollar de nuevos métodos que permitan una explotación completa de este tipo de imágenes [4]. En esta perspectiva, la segmentación de imágenes de observación de la tierra es una especialidad donde muchos trabajos son indispensables, teniendo en cuenta la débil utilización actual de este tipo de enfoque en percepción remota.

Existen evidentemente en la literatura una enorme cantidad de algoritmos de segmentación [5], [6], [7], [8], [9]. Dichos algoritmos tienen sus ventajas y sus límites y su utilización depende del problema a resolver; el objetivo es generalmente de encontrar el método mejor adaptado a una aplicación en particular.

Nuestro objetivo es de utilizar una estrategia de segmentación robusta que se aplique a las imágenes satelitales y que permita procesar la mayor diversidad de situaciones posibles. Es bajo éste requerimiento que hemos decidido utilizar la morfología matemática [10], [11] para beneficiarnos de las propiedades no lineales de sus operadores los cuales son bien adaptados al procesamiento de imágenes variadas donde no se

puede hacer ninguna hipótesis sobre la distribución de la variabilidad espacial.

El interés de los operadores morfológicos es que pueden ser utilizados en secuencia para realizar la composición de un procesamiento separable. De manera general y para su aplicación a las funciones, la morfología matemática se refiere a la utilización de un retículo completo [11], [12] es decir un conjunto L tal que:

i) L esta dotado de un ordenamiento parcial, es decir una relación \leq con:

$$\begin{aligned} A &\leq A \\ A \leq B, B \leq A &\rightarrow A=B \\ A \leq B, B \leq C &\rightarrow A \leq C \end{aligned}$$

ii) Para cada familia de elementos $\{X_i\} \in L$, existe en L : la mayor cota inferior $\wedge\{X_i\}$, llamada inf (ínfimo) y la menor cota superior $\vee\{X_i\}$, llamada sup (supremo).

Tomando en cuenta las propiedades de crecimiento y de idempotencia de las aperturas y cierres morfológicos, es posible de enmarcar el valor tomado por la función en cualquier punto por valores que dependen del valor inferior o superior de la lista de los valores vecinos. De esta manera, las operaciones morfológicas son aplicadas a las imágenes para modificar y aproximar la función imagen.

I. SEGMENTACIÓN POR PROCESAMIENTO MORFOLÓGICO

En esta sección presentamos el método de segmentación de imágenes satelitales el cual es auto adaptable y parametrizable en función de los objetivos perseguidos. Este enfoque es basado en una descripción de la imagen por grafos de adyacencia utilizando métodos morfológicos para obtener un conjunto de segmentos apropiados y significativos por un crecimiento de regiones. El principio es mostrado en la fig 1.

II. APROXIMACIÓN DE LA FUNCIÓN IMAGEN

La finalidad de ésta aproximación o pre-procesamiento es de obtener imágenes más fáciles para manipular. Los procesos de *cuantificación* y *muestreo* son efectuados con la finalidad de reducir los errores causados en la adquisición de la imagen

o de variabilidades locales de la señal no significativas. Este pre-procesamiento realiza la primera agregación de píxeles, y reducirá la escena deseada (imagen) en un conjunto de pequeñas entidades las cuales forman una aproximación de dicha imagen. Este pre-procesamiento permite una convergencia más rápida del proceso morfológico siempre y cuando la elección de los parámetros sea el adecuado. Esta etapa de pre-procesamiento es facultativa y puede ser suprimida; esto depende de la fineza de la segmentación deseada. A este pre-procesamiento, hemos agregado un procesamiento no lineal: la generación de líneas de separación de aguas (watershed), aplicada al gradiente de la imagen cuantificada y/o muestreada. Esta técnica de separación de aguas se basa en un proceso simulado de “inundación” de las diferentes zonas de la imagen. La idea es la siguiente [13]: (i) acción de inundación a partir de los niveles de gris mas bajos; (ii) cuando un encuentro de dos diferentes zonas se produce obtenemos una línea de choque la cual mantendremos hasta la convergencia del algoritmo (y se continuará con la inundación de los niveles de gris mas fuertes); (iii) estas líneas de choque obtenidas serán las líneas de separación de aguas, que serán los contornos cerrados de los objetos contenidos en la imagen.

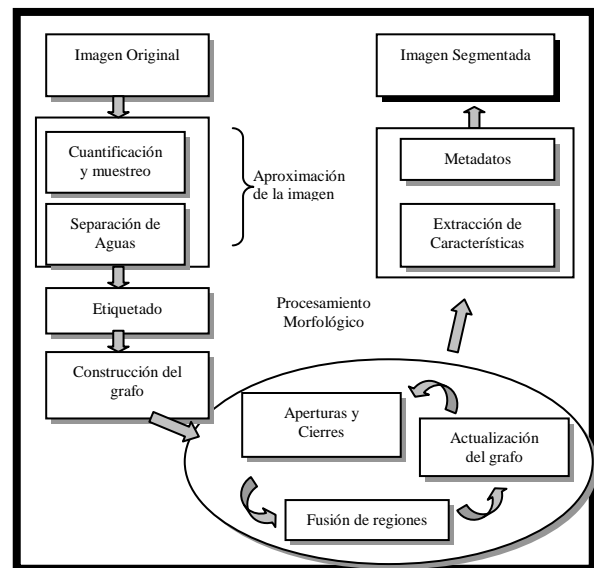


Fig. 1 Esquema general de la segmentación

La finalidad de ésta aproximación o pre-segmentación es de obtener un primer conjunto de

regiones que representaran a la imagen. Esta imagen estará entonces constituida por regiones iso-fotométricas $R_i = \{r_{i1}, r_{i2}, \dots, r_{in}\}$ de tallas y de formas diferentes. Esta imagen representa entonces un tipo de muestreo aleatorio que es el punto de partida para efectuar el proceso de segmentación.

III. CONSTRUCCIÓN DEL GRAFO

Para poder aplicar el procesamiento morfológico en la imagen, las regiones R_i obtenidas en la pre-segmentación tendrán que ser modeladas. Para este efecto, recordamos los conceptos de grafos y de diagrama de Voronoi.

El espacio de las funciones de un grafo en donde los nodos están determinados por atributos digitales puede estar ligado a una familia particular de un retículo completo. Por consecuencia los grafos obtenidos son nuestro soporte de una trama aleatoria donde son aplicadas las transformaciones morfológicas.

Recordando la noción de grafo [14], [15], nos referiremos a un par (V, E) donde:

- $V = \{v_1, v_2, \dots, v_n\}$ es un conjunto (finito) de objetos llamados nodos (n es el orden del grafo).
- $E = \{e_1, e_2, \dots, e_n\}$ es la familia de pares (v_i, v_j) de nodos representados por arcos.

Este grafo (V, E) tendrá las características siguientes: (i) es “no-orientado”, lo que significa que: $\forall (v, w) \in E, (w, v) \in E$; (ii) es “1-grafo”: el mismo borde no puede estar representado mas de una vez en la familia, pero si por un conjunto; (iii) no existe ningún ciclo anidado: $\forall v \in V, (v, v) \notin E$. Una noción importante es la vecindad generada por el grafo [14]: para cada $v \in V$, denotamos $N_E(v)$ al conjunto de vecinos de v : $N_E(v) = \{v' \in V, (v, v') \in E\}$.

Las nociones binarias de grafos serán extendidas al concepto de “grafo decimal” G , y son definidas [16] de la manera siguiente: un grafo binario en G es el correspondiente de V en $\{0,1\}$ y un grafo decimal en G es el correspondiente de V en \mathcal{R} .

Dicho grafo decimal nos permite de procesar directamente los objetos almacenando la

fotometría de los objetos durante la aproximación realizada.

Para este efecto, utilizaremos el diagrama de Voronoi. Recordando la definición del diagrama de Voronoi [17]: para todo $p \in V$, el polígono $Vor(p)$ de Voronoi ligado a p esta formado por puntos que son los mas cercanos de p que de cualquier otro punto de V :

$$Vor(p) = \{m \in \mathcal{R}^2, \forall q \in V \setminus \{p\}, \text{distancia}(m, p) < \text{distancia}(m, q)\}$$

$Vor(p)$ es llamado entonces la “zona de influencia” del punto p . Estas regiones dividen el espacio llamado el diagrama de Voronoi de V . Disponemos de esta manera de una descripción de etapas sucesivas de la segmentación.

Usando éste conjunto de definiciones, el grafo de Delaunay es obtenido a partir del diagrama de Voronoi por su grafo dual y representado como: $DT(p) = (V, E)$ donde V es el conjunto de nodos, y E es el conjunto de bordes definidos como:

$$E = \{(p, q) \in V^2, Vor(p) \cap Vor(q) \neq \emptyset\}$$

Este proceso permite representar el grafo (G) utilizando la triangulación de Delaunay (DT) . De este modo, la imagen es descrita por el grafo DT donde un nodo p_i representa un polígono iso-fotométrico e_i y esta unido a otro nodo p_j de e_j por un arco, si y solo si, existe entre e_i y e_j una frontera en común. Un arco une un par de nodos (p_i, p_j) si existe en el grafo un conjunto de puntos adyacentes que empiecen en p_i y terminen en p_j .

IV. OPERACIONES MORFOLÓGICAS

El principio del proceso de segmentación propuesto se basa principalmente en las operaciones morfológicas aplicadas en el grafo DT de Delaunay [18], [19]. En las imágenes, los nodos (p) constituyen una trama aleatoria que dará como resultado únicamente vecinos de polígonos e_i en la imagen $I(x, y)$ y son afectados por el valor fotométrico correspondiente: el grafo, es entonces un grafo decimal donde $G(p_i)$ es el valor de p_i en el grafo decimal. Es en este grafo donde son aplicadas las operaciones morfológicas que generan la segmentación aplicando las transformaciones sucesivas al conjunto de puntos p de todo DT .

El principio físico del crecimiento de regiones consiste en transformar el valor $G(p)$ afectando el valor fotométrico $val(p_i)$ el mas cercano presente en función de las reglas de ordenación generadas por los filtros morfológicos. Debido a que $val(p_j) = val(p_i) \rightarrow val(e_i) = val(e_j)$, entonces el proceso de crecimiento se genera en la unión de $e_i \cup e_j = e_n$. El segmento e_n es entonces el resultado del crecimiento de las regiones.

Para realizar dicha transformación, las operaciones morfológicas aplicadas son definidas de la manera siguiente:

$$\begin{aligned} \text{Dilatación } D(G)(p) &= \max\{G(p_i), p_i \in V_A(p) \cup \\ &\quad \{p\}\} \\ \text{Erosión } E(G)(p) &= \min\{G(p_i), p_i \in V_A(p) \cup \{p\}\} \\ \text{Apertura } O(G)(p) &= D(E(G)(p)) \\ \text{Cierre } C(G)(p) &= E(D(G)(p)) \end{aligned}$$

En el método descrito, esta transformación se basa en las propiedades de aperturas y cierres morfológicas. De hecho, este principio se modela utilizando los operadores algebraicos siguientes:

$$\begin{aligned} \gamma(G)(p_i) &= \text{Min}(G(p_i), \text{Max}(G(p))) \\ \phi(G)(p_i) &= \text{Max}(G(p), \text{Min}(G(p))) \\ \text{avec } p &= \{V_A(p)\} - p_i \end{aligned}$$

La función de segmentación es obtenida por la aplicación de los filtros alternados en el grafo decimal. La acción geométrica de las aperturas y cierres algebraicos $\gamma(G)(p_i)$ y $\phi(G)(p_i)$ se traduce por un agrandamiento de la superficie de las regiones suprimiendo los extremos locales del grafo decimal.

Un ciclo es requerido para poder alternar los filtros utilizados actualizando el grafo decimal y fusionando las regiones aplicando siempre las operaciones morfológicas $\gamma(G)(p_i)$ y $\phi(G)(p_i)$ hasta lograr una estabilidad.

La extracción de las características de cada una de las regiones es calculada para cada región utilizando el grafo final y esta información es almacenada en una base de datos con la finalidad de realizar consultas posteriores.

V. RESULTADO DE LA SEGMENTACIÓN

Este proceso de segmentación produce una extracción de información de cada objeto de la imagen lo que permite el uso de esta información de manera separada. Dicha información será: la superficie, el nivel medio de gris, el contorno interior, el perímetro, la superficie de apertura, la superficie de cierre, la compacidad (superficie de la apertura / superficie de cierre) y las relaciones de vecindad que existe entre los objetos [20]. Esta descripción representa la información simplificada, conteniendo un conocimiento elaborado de la imagen.

VI. LA SEGMENTACIÓN PARAMETRIZABLE

La manipulación de los parámetros es un aspecto importante en el método de segmentación utilizado. Dicha manipulación permite tener una gran flexibilidad para adaptar el proceso de segmentación según los objetos deseados. En este contexto tres categorías de parámetros son utilizados: (i) aquellos que interactúan en la imagen inicial una sola vez, antes del proceso de segmentación (P_{AR1} de cuantificación y P_{AR2} de muestreo) que corresponde al proceso de aproximación de la imagen, (ii) aquellos que toman en cuenta las características espaciales en el proceso de segmentación (P_{AR3} de comparación de superficie y P_{AR4} de comparación de longitud de contacto) y (iii) aquellos que comparan los valores de fotometrías de cada una de las regiones a fusionar durante la segmentación (P_{AR5} de cierre y P_{AR6} de apertura). Todos estos parámetros permiten tomar en cuenta las características intrínsecas de la imagen y las características específicas de los objetos estudiados.

De todo este conjunto de parámetros nos focalizaremos en los dos últimos (P_{AR5} y P_{AR6}) ya que son los que actúan en el aspecto fotométrico de la imagen y son los mas significativos ya que permiten definir la diferencia máxima de nivel de gris tolerado para fusionar dos regiones, lo que permitirá un aislamiento de objetos claros y oscuros.

La imagen utilizada para el estudio de parámetros es una imagen tomada de un conjunto de casas y parcelas. La imagen fue adquirida por el sensor pancromático Quickbird con una resolución espacial de 0.6m. La imagen utilizada para el ejemplo es una porción de la imagen de 120 x 120 píxeles de una superficie original de 2400 x 2400 píxeles.

En la fig. 2 se muestra la imagen original con su histograma y la evolución de la imagen al aplicar únicamente el P_{AR5} (de cierre) con su respectivo histograma. Dicho parámetro actúa en las zonas claras de la imagen. Como consecuencia, la frecuencia del histograma se concentra en los niveles altos de gris, no fusionando las zonas oscuras de la imagen por lo que objetos importantes como los techos de las casas o el camino que atraviesa la imagen no fueron fusionados y todos los objetos claros fueron fusionados y desaparecidos de la imagen.

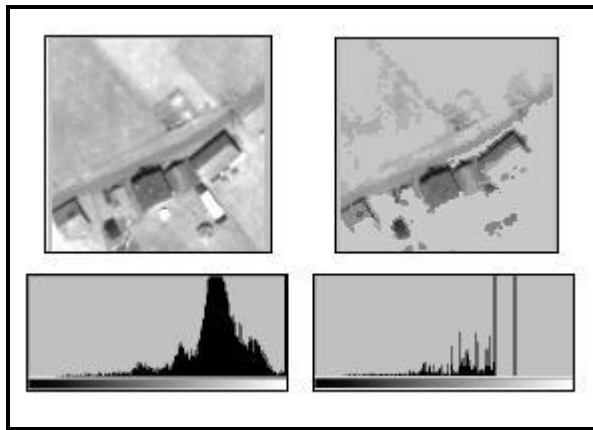


Fig 2. Transformación de cierre morfológico

La fig. 3 muestra la imagen inicial con la acción de la apertura morfológica (P_{AR6}). Contrariamente a la transformación de cerrado, ésta transformación fusiona las zonas oscuras de la imagen. Se aprecia como los techos que habían sido conservados por la transformación de cerrado ahora son borrados y solamente las zonas claras son mantenidas como por ejemplo las parcelas.

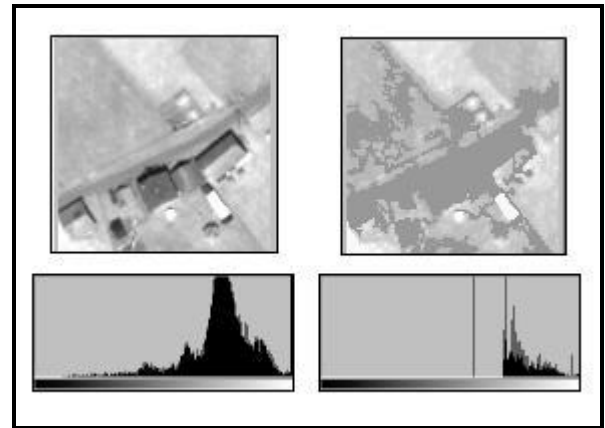


Fig. 3 Transformación de apertura morfológica

Consecuentemente, la idea es realizar una composición de ambas transformaciones (cerrado y apertura) para mantener todas las características y objetos de interés de la imagen. En la fig. 4 se muestran los resultados de esta idea donde se observa como los objetos principales de la imagen como techos, parcelas o el camino han sido conservados. El histograma evoluciona de manera simétrica. Con éste ejemplo nos damos cuenta que mediante el uso de la segmentación morfológica la forma y la geometría de cada uno de los objetos es respetada, simplificando de manera importante la imagen original.

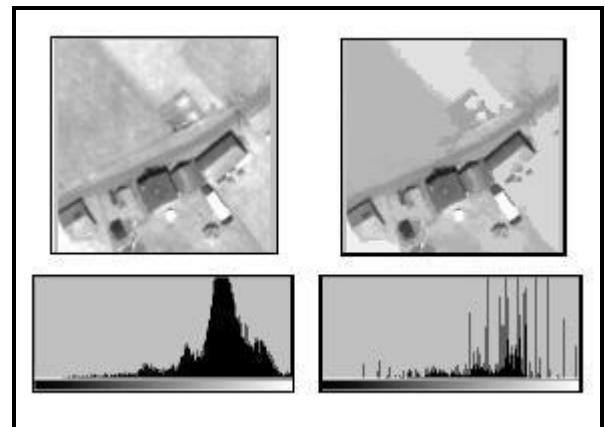


Fig. 3 Alternancia de transformaciones morfológicas (cierre y apertura)

VII. CONCLUSIÓN

Las herramientas de morfología matemática presentan un gran interés en el estudio morfológico de las imágenes respetando el contorno de los objetos. Un aspecto importante es la relación de vecindad que se crea por medio del grafo ya que al realizar la segmentación se toman en cuenta características espaciales y fotométricas de la imagen. Este algoritmo es parametrizable, lo que permite obtener diferentes características según los parámetros (o combinación de ellos) utilizados.

La auto-adaptabilidad del grafo a la función imagen y la regulación del algoritmo utilizando los parámetros es importante para la extracción de las características de los objetos. De igual manera la utilización de las imágenes satelitales de alta resolución espacial permitirá la extracción de todas las características interesantes utilizando este método para realizar consultas y permitir una interacción coherente con los sistemas de información geográfica (SIG).

La independencia de la información generada es importante para poder realizar operaciones complejas posteriores como su modelado y explotación sin que la imagen inicial intervenga. Esta acción permitirá una extracción de un conocimiento complejo que no puede ser explotado utilizando únicamente la imagen inicial.

Finalmente consideramos como parte fundamental del trabajo expandir esta técnica a otras áreas de estudio [21]. Por ejemplo un enfoque similar podría aplicarse en imágenes bio-médicas. En este tipo de imágenes la extracción e identificación de diversos componentes podría contribuir a diagnósticos importantes en el área de la medicina.

VIII. REFERENCIAS

- [1] J.B. Campbell. *Introduction to Remote Sensing*. Guilford Press, New York, 1996.
- [2] A. Hoffmann, J. Willem. *New sensor systems and new classification methods*. In: *GeoBIT/GIS*, 6 :18–23, 2001.
- [3] G. Flouzat, F. Laporterie, M. Lefevre-Fonollosa E. López. *Present trends in earth terrestrial surfaces observations from space. Expected payloads, data cooperation and image analysis*. *Image Analysis & Stereology (Suppl 1)*, 87-97, 2002.
- [4] K. Segl, S Kaufmann. *Detection of small objects from high-resolution panchromatic satellite imagery based on supervised image segmentation*. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 39(9), 2001.
- [5] R. Gonzalez, R. Woods. *Digital Image Processing*, Addison-Wesley, 1993.
- [6] S. K Pal. *A review on image segmentation techniques*, *Pattern Recognition*, 29, pp 1277-1294, 1993.
- [7] W. J. Cheng, *Color image segmentation: advances and prospects*, *Pattern Recognition*, 34, pp. 2259-2281, 2001.
- [8] M. Baatz, A. Shape, *Multiresolution segmentation: an optimization approach for high quality multi-scale segmentation*, *Applied Geographical data processing*, pp. 12-23, 2000.
- [9] A. Mohhaddamzadeh, N. Burbakis, *A fuzzy region growing approach for segmentation color images*, *Pattern Recognition*, 30, 867-881, 1997.
- [10] J. Serra. *Image Analysis and Mathematical Morphology*, Academic Press, London, 1982.
- [11] J. Serra, P. Soille, *Mathematical Morphology and its applications to image processing*, Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [12] J. Angulo. *Morphologie mathématique et indexation d'images couleur. Application à la microscopie en biomédecine*. Thèse en Morphologie Mathématique ENSMP, Paris, 2003.
- [13] L. Vincent, P. Soille. *Watersheds in Digital Spaces: An Efficient Algorithm based on Immersion simulations*. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, pp 583-598, 1991.

- [14] L. Vincent. *Graphs and mathematical morphology*, Signal Processing, 16, pp 365-388, 1989.
- [15] O. Cogis, C. Robert. *Théorie des graphes*. Ed. Vuibert, 2003.
- [16] M. Heumans, P. Nacken, L. Vincent, *Graph Morphology*. A journal of visual communication and image representation, Vol 16, No. 1, March pp. 24-38, 1992.
- [17] J. Chassery, A. Montanvert. *Géométrie discrète en analyse d'images*, Ed. Hermes, 1991.
- [18] G. Flouzat, O. Amram. *Segmentation d'images satellitaires par analyse morphologique spatiale et spectrale*, Acta Stereologica, 16, pp 267-274, 1997.
- [19] F. Zanoguera, *Segmentation interactive d'images fixes et séquences vidéo basée sur des hiérarchies de partitions*. Thèse de Doctorat en Morphologie Mathématique, ENSMP, 13 December 2001.
- [20] M. J. Egenhofer. *A formal definition of binary topological relationships*. Third International Conference on Foundations of Data Organization and Algorithms (FODO), Paris, France, W. Litwin and H. Schek (eds.), Lecture Notes in Computer Science, 367 :457-472, 1989.
- [21] F. Nack, *All Contents Counts: "The Future in Digital Média Computing"* IEEE Multimedia, Vol 7, No 3, pp 10-13, July/September 2000.

IMPLEMENTACIÓN EN HARDWARE RECONFIGURABLE DE INVERSORES SOBRE $GF(2^m)$ PARA APLICACIONES CRIPTOGRÁFICAS.

Autrán Limón Luis Alberto¹, García Martínez Mario Alberto²

¹Posgrado en Ingeniería Electrónica
Instituto Tecnológico de Orizaba, Av. Instituto Tecnológico No. 852, Orizaba, Ver. 72 4 40 96

² Departamento de Ingeniería Eléctrica Sección Computación
CINVESTAV
Doctorado en Ciencias
Instituto Tecnológico de Orizaba, Av. Instituto Tecnológico No. 852, Orizaba, Ver. 72 4 40 96
Departamento de Posgrado e Investigación
E-mail: autran100@hotmail.com, marioag@prodigy.net.mx

Resumen—Este artículo presenta la implementación en un FPGA de uno de los operandos más complejos en el área de los campos finitos, el inverso multiplicativo así como su interfaz de prueba. El área de aplicación de estos operandos se encuentra en la criptografía de curvas elípticas y el estándar avanzado de encriptación AES (Advanced Encryption Standard).

Palabras claves--implementación, aritmética de campos, hardware, inverso multiplicativo, algoritmo extendido de Euclides, algoritmo MS, VHDL, FPGA, criptografía.

I. INTRODUCCIÓN

La aritmética sobre campos finitos tiene muchas aplicaciones, como la teoría de código [1], la criptografía [2] y el procesamiento digital de señales. La construcción de un operador en la aritmética de campos finitos requiere la elección de un polinomio irreducible, así como la definición del tamaño de campo.

Entre las operaciones básicas sobre campos finitos, el inverso multiplicativo tiene la más alta complejidad computacional. En aplicaciones prácticas, donde el tamaño del campo es grande o que puede ser variable, como los Criptosistemas RSA y ECC (Elliptic Curve Cryptography), en los cuales las longitudes de palabra son de 1024 y 256 respectivamente, un proyecto en hardware para realizar el inverso multiplicativo puede volverse impracticable debido a tiempo, costo y espacio.

La inversión modular es una operación aritmética esencial para muchas aplicaciones criptográficas, tal como el algoritmo de intercambio de llaves de Diffie-Hellman, la operación de descifrado del algoritmo RSA, criptografía de curva elíptica ECC [3,5] y la firma digital estándar. La aritmética desarrollada en aplicaciones criptográficas consiste principalmente en operaciones de cómputo tales como adición, sustracción, multiplicación e inversión. De los cuales la inversión es la que más tiempo consume al realizar una operación aritmética de su tipo [3,6,7-11].

Por lo tanto, la mayoría de las implementaciones prácticas tratan de evitar el uso de inversiones tanto como sea posible. Sin embargo no es posible evitarlas completamente [3,5,6] lo cual motiva las implementaciones en hardware para ganar velocidad.

Los cálculos criptográficos en inversa son normalmente definidos sobre cualquiera de las dos extensiones de los campos finitos, primos o binarios [4], mas específicamente campos de Galois $GF(p)$ o $GF(2^m)$. Todas las aplicaciones disponibles implementadas en ASIC's para inversión son modeladas estrictamente para un campo finito, ya sea $GF(p)$ o $GF(2^m)$. Si el hardware en uso es para operaciones en $GF(2^m)$, tal como [6-10] y la aplicación esta vez necesita operaciones en $GF(p)$. Se requiere un hardware completamente diferente [8-11]. Es ineficiente tener dos diseños de hardware (uno para $GF(p)$ y otro para $GF(2^m)$) cuando solo uno puede ser suficiente.

II. FUNDAMENTOS TEÓRICOS.

En términos generales, un campo es un conjunto de elementos en los cuales se puede realizar adición, sustracción, multiplicación, y división sin salir del conjunto. La adición y multiplicación deben satisfacer las leyes conmutativa, asociativa y distributiva. Una definición formal de un campo se muestra a continuación:

Definición [12]. Dado F , que es un conjunto de elementos en los cuales existen dos operaciones binarias definidas, llamadas adición "+" y multiplicación "·". El conjunto F junto con las dos operaciones binarias $+$ y \cdot es un campo si las siguientes condiciones se satisfacen:

- i. F es un grupo conmutativo bajo la suma $+$. El elemento identidad con respecto a la adición es llamado el elemento cero o la identidad aditiva de F y es denotado por 0 .

- ii. El conjunto de elementos distintos de cero en F es un grupo conmutativo bajo la multiplicación \cdot . El elemento identidad con respecto a la multiplicación es llamado el elemento unidad o identidad multiplicativa de F y es denotado por 1.
- iii. La multiplicación es distributiva sobre la adición; esto es, para cualquier elemento en F.

El número de elementos en un campo es llamado el orden del campo. Un campo con un número de elementos finito es llamado Campo Finito o Campo de Galois. Se parte de que $GF(2^m)$ es la extensión de $GF(2)$ (es un campo finito binario). $GF(2)$ esta construido con dos elementos 0 y 1, para obtener su extensión se incluirá un tercer elemento denominado α , donde α es uno de los elementos del campo.

Un polinomio $f(x)$ con una variable x y con coeficientes de $GF(2)$ es de la siguiente forma:

$$f(x) = f_0 + f_1x + f_2x^2 + \dots + f_nx^n.$$

Para un polinomio $f(x)$ sobre $GF(2)$. Si este tiene un número par de términos, este es divisible por $x+1$. Un polinomio $p(x)$ sobre $GF(2)$ de grado m es llamado a ser irreducible sobre $GF(2)$ si $p(x)$ no es divisible por cualquier otro polinomio sobre $GF(2)$ de grado menor que m pero mucho mayor que 0. Un polinomio irreducible $p(x)$ de grado m es llamado a ser primitivo si el mas pequeño entero positivo n para el cual $p(x)$ divide x^{n+1} es $n=2^m-1$. A continuación se definirá el conjunto de elementos en los cuales una operación de multiplicación queda definida.

Entonces se define una multiplicación “ \cdot ” para introducir una secuencia de potencias de α como sigue:

$$\begin{aligned} 0 \cdot 0 &= 0, \\ 0 \cdot 1 &= 1 \cdot 0 = 0, \\ 1 \cdot 1 &= 1, \\ 0 \cdot \alpha &= \alpha \cdot 0 = 0, \\ 1 \cdot \alpha &= \alpha \cdot 1 = \alpha, \\ \alpha^2 &= \alpha \cdot \alpha, \\ \alpha^3 &= \alpha \cdot \alpha \cdot \alpha, \\ &\vdots \\ &\vdots \\ \alpha^j &= \alpha \cdot \alpha \cdots \alpha \quad (j \text{ veces}) \end{aligned} \quad (1)$$

Dada la definición anterior de la operación de multiplicación se obtiene que:

$$\begin{aligned} 0 \cdot \alpha^j &= \alpha^j \cdot 0 = 0, \\ 1 \cdot \alpha^j &= \alpha^j \cdot 1 = \alpha^j, \\ \alpha^i \cdot \alpha^j &= \alpha^j \cdot \alpha^i = \alpha^{i+j}. \end{aligned} \quad (2)$$

Ahora, se tiene que el siguiente conjunto de elementos define una operación de multiplicación:

$$F = \{0, 1, \alpha, \alpha^2, \dots, \alpha^j, \dots\}.$$

Se establece una condición en el elemento α tal que el conjunto F contiene solo 2^m elementos y se encuentran encerrados bajo la multiplicación definida en (1). Dado $p(x)$, tener un polinomio primitivo de grado m sobre $GF(2)$. Se asume que $p(\alpha) \neq 0$. Si $p(x)$ divide a $x^{2^m-1} + 1$, se tiene:

$$x^{2^m-1} + 1 = q(x)p(x).$$

Donde $q(x)$ es el cociente, si se reemplaza x por α , se obtiene:

$$\alpha^{2^m-1} + 1 = q(\alpha)p(\alpha).$$

Si $p(\alpha) \neq 0$, se tiene que:

$$\alpha^{2^m-1} + 1 = q(\alpha) \cdot 0.$$

Si se considera $q(\alpha)$ como un polinomio de α sobre $GF(2)$, dado que $q(\alpha) \neq 0$. Como resultado, se obtiene la siguiente igualdad:

$$\alpha^{2^m-1} + 1 = 0.$$

Sumando 1 en ambo lados de $\alpha^{2^m-1} + 1 = 0$ (utilizando adición en modulo 2) resulta la siguiente igualdad.

$$\alpha^{2^m-1} = 1.$$

Bajo la condición que $p(\alpha) \neq 0$, el conjunto F es finito y contiene los siguientes elementos:

$$F^* = \{0, 1, \alpha, \alpha^2, \dots, \alpha^{2^m-2}\}.$$

Los elementos distintos de cero de F^* están encerrados bajo la operación de multiplicación definida en (1). Para ver esto, dado i y j son dos enteros tales que $0 \leq i, j < 2^m-1$. Si $i+j < 2^m-1$, entonces $\alpha^i \cdot \alpha^j = \alpha^{i+j}$, el cual es obviamente un elemento distinto de cero en F^* . Si $i+j \geq 2^m-1$, podemos expresar $i+j$ como sigue: $i+j = (2^m-1) + r$, donde $0 \leq r < 2^m-1$.

Entonces:

$$\alpha^i \cdot \alpha^j = \alpha^{i+j} = \alpha^{(2^m-1)+r} = \alpha^{2^m-1} \cdot \alpha^r = 1 \cdot \alpha^r = \alpha^r,$$

lo cual es a su vez un elemento distinto de cero en F^* . Se concluye que los elementos distintos de cero en F están encerrados bajo la operación de multiplicación definida en (1). Estos elementos distintos de cero forman un grupo conmutativo bajo la multiplicación. Primero observamos que el elemento 1 es el elemento unidad. De (1) y (2) se observa que la operación de multiplicación es conmutativa y asociativa. Para $0 < i < 2^m-1$, α^{2^m-i-1} es la inversa multiplicativa de α^i desde:

$$\alpha^{2^m-i-1} \cdot \alpha^i = \alpha^{2^m-1} = 1.$$

Es claro que $1, \alpha, \alpha^2, \dots, \alpha^{2^m-2}$ representa 2^m-1 distintos elementos. También, los elementos distintos de cero de F^* forman un grupo de orden 2^m-1 bajo la operación de multiplicación definida en (1).

El siguiente paso es definir una operación de suma “+” sobre F^* de manera que F^* forme un grupo conmutativo bajo la suma. Para $0 \leq i < 2^m-1$, se divide el polinomio x^i entre $p(x)$ y se obtiene lo siguiente:

$$x^i = q_i(x) \cdot p(x) + a_i(x), \quad (3)$$

Donde $q_i(x)$ y $a_i(x)$ son el cociente y el residuo respectivamente. El residuo $a_i(x)$ es un polinomio de grado $m-1$ o menor sobre $GF(2)$ y es de la siguiente forma:

$$a_i(x) = a_{i0} + a_{i1}x + a_{i2}x^2 + \dots + a_{i,m-1}x^{m-1}.$$

Si x^i y $p(x)$ son relativamente primos (es decir no tienen ningún factor común, excepto 1), x^i no es divisible por $p(x)$. A su vez, para cualquier $i \geq 0$,

$$a_i(x) \neq 0. \quad (4)$$

Para $0 \leq i, j < 2^m-1$, y $i \neq j$, se puede demostrar que:

$$a_i(x) \neq a_j(x) \quad (5)$$

Suponer que $a_i(x) = a_j(x)$. De (3) se tiene que:

$$\begin{aligned} x^i + x^j &= [q_i(x) + q_j(x)]p(x) + a_i(x) + a_j(x) \\ &= [q_i(x) + q_j(x)]p(x). \end{aligned}$$

Esto implica que $p(x)$ divide $x^i + x^j = x^i(1 + x^{j-i})$ (asumiendo que $j > i$). Si x^i y $p(x)$ son relativamente primos, $p(x)$ debe dividir $x^{j-i} + 1$. Sin embargo, la hipótesis donde $a_i(x) = a_j(x)$ es inválida. Como resultado, para $0 \leq i, j < 2^m-1$ y $i \neq j$, se debe tener $a_i(x) \neq a_j(x)$. Para $i = 0, 1, 2, \dots, 2^m-2$, se obtiene 2^m-1 distintos de cero polinomios $a_i(x)$ de grado $m-1$ o menor. Reemplazando x por α en (3) y utilizando la igualdad donde $q_i(\alpha) \cdot 0 = 0$, se obtiene la siguiente expresión polinomial para α^i :

$$\alpha^i = a_i(\alpha) = a_{i0} + a_{i1}\alpha + a_{i2}\alpha^2 + \dots + a_{i,m-1}\alpha^{m-1}, \quad (6)$$

De (4), (5) y (6), se observa que hay 2^m-1 elementos distintos de cero, $\alpha^0, \alpha^1, \dots, \alpha^{2^m-2}$ en F^* , son representados por 2^m-1 polinomios distintos que cero de α sobre $GF(2)$ con grado $m-1$ o menor. El elemento cero 0 en F^* puede ser representado por el polinomio 0. Como resultado, los 2^m elementos en F^* son representados por 2^m distintos polinomios de α sobre $GF(2)$ con grado $m-1$ o menor y son representados como 2^m distintos elementos.

Ahora, se define una suma o adición “+” sobre F^* como sigue:

$$0+0=0 \quad (7a)$$

y, para $0 \leq i, j < 2^m-1$,

$$0 + \alpha^i = \alpha^i + 0 = \alpha^i, \quad (7b)$$

$$\begin{aligned} \alpha^i + \alpha^j &= (a_{i0} + a_{i1}\alpha + \dots + a_{i,m-1}\alpha^{m-1}) + (a_{j0} + a_{j1}\alpha + \dots + a_{j,m-1}\alpha^{m-1}) \\ &= (a_{i0} + a_{j0}) + (a_{i1} + a_{j1})\alpha + \dots + (a_{i,m-1} + a_{j,m-1})\alpha^{m-1}, \end{aligned} \quad (7c)$$

donde $a_{i,1} + a_{j,1}$, es un corrimiento externo en adición modulo-2. De (7c) se observa que, para $i=j$,

$$\alpha^i + \alpha^i = 0 \quad (8)$$

y para $i \neq j$,

$$(a_{i0} + a_{j0}) + (a_{i1} + a_{j1})\alpha + \dots + (a_{i,m-1} + a_{j,m-1})\alpha^{m-1}$$

es distinto que cero y debe ser la expresión polinomial para alguna α^k en F^* . El conjunto F^* esta cerrado bajo la adición “+” definida por (7). Se puede inmediatamente verificar que F^* es un grupo conmutativo bajo la adición. Primero, se observa que 0 es la identidad aditiva. Utilizando el factor que adición modulo-2 es conmutativa y asociativa, la adición definida sobre F^* es también conmutativa y asociativa. De (7a) y (8) se observa que la inversa aditiva de cualquier elemento es el mismo elemento.

Se ha demostrado que el conjunto $F^* = \{0, 1, \alpha, \alpha^2, \dots, \alpha^{2^m-2}\}$ es un grupo conmutativo bajo una operación de adición y los elementos distintos de cero de F^* forman un grupo conmutativo bajo la operación de multiplicación. Utilizando la representación polinomial para los elementos en F^* y la ley distributiva, se puede observar que la multiplicación sobre F^* es distributiva sobre la adición en F^* .

A su vez, el conjunto $F^* = \{0, 1, \alpha, \alpha^2, \dots, \alpha^{2^m-2}\}$ es un Campo de Galois de 2^m elementos, $GF(2^m)$. La característica de $GF(2^m)$ es 2.

En el proceso de construcción $GF(2^m)$ de $GF(2)$, se han desarrollado dos representaciones para elementos distintos de cero de $GF(2^m)$: representación de potencias y representación polinomial.

La representación de potencias es conveniente para la inversa multiplicativa y la representación polinomial es conveniente para la adición o suma.

II.1 EJEMPLO DE UN CAMPO $GF(2^6)$

Dado $m=6$. El polinomio $p(x) = 1 + x + x^6$ es un polinomio primitivo sobre $GF(2)$. Ya que $p(\alpha) = 1 + \alpha + \alpha^6 = 0$. Utilizando esto se construye $GF(2^6)$.

Representación De potencias	Representación Polinomial
0	0
1	1
α	α
α^2	α^2
α^3	α^3
α^4	α^4
α^5	α^5
α^6	$1 + \alpha$
α^7	$\alpha + \alpha^2$
α^8	$\alpha^2 + \alpha^3$
α^9	$\alpha^3 + \alpha^4$
α^{10}	$\alpha^4 + \alpha^5$
α^{11}	$1 + \alpha$
α^{12}	$1 + \alpha^2$
α^{13}	$\alpha + \alpha^3$
α^{14}	$\alpha^2 + \alpha^4$
α^{15}	$\alpha^3 + \alpha^5$
α^{16}	$1 + \alpha$
α^{17}	$\alpha + \alpha^2$
α^{18}	$1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^3$
α^{19}	$\alpha + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4$
α^{20}	$\alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{21}	$1 + \alpha + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{22}	$1 + \alpha^2 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{23}	$1 + \alpha^3 + \alpha^5$
α^{24}	$1 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{25}	$\alpha + \alpha^5$
α^{26}	$1 + \alpha + \alpha^2$
α^{27}	$\alpha + \alpha^2 + \alpha^3$
α^{28}	$\alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4$
α^{29}	$\alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{30}	$1 + \alpha + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{31}	$1 + \alpha^2 + \alpha^5$
α^{32}	$1 + \alpha^3 + \alpha^5$
α^{33}	$\alpha + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{34}	$\alpha^2 + \alpha^5$
α^{35}	$1 + \alpha + \alpha^3 + \alpha^5$
α^{36}	$\alpha + \alpha^2 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{37}	$\alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{38}	$1 + \alpha + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{39}	$\alpha + \alpha^2 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{40}	$1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{41}	$1 + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{42}	$\alpha + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{43}	$1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{44}	$1 + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{45}	$1 + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{46}	$\alpha + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{47}	$1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^5$
α^{48}	$1 + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{49}	$\alpha + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{50}	$\alpha^2 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{51}	$1 + \alpha + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{52}	$1 + \alpha^2 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{53}	$\alpha + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{54}	$1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{55}	$\alpha + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{56}	$1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{57}	$\alpha + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{58}	$1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{59}	$1 + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{60}	$1 + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{61}	$1 + \alpha^4 + \alpha^5$
α^{62}	$1 + \alpha^5$
	$\alpha^{63}=1$

Tabla 1. Campo GF(2⁶) con p(X)=1+x+x⁶.

Si bien se conoce que el tamaño del campo en

aplicaciones reales se encuentra en m>100, y en esta construcción m=6, por motivos prácticos se construyo dicho campo el cual puede ser extendido sin ninguna arbitrariedad.

III. ALGORITMOS PARA EL CALCULO DEL INVERSO MULTIPLICATIVO EN GF(2^m).

Se requiere obtener la inversa de un elemento del campo GF(2⁶), lo cual conlleva al siguiente planteamiento matemático; utilizando su representación de potencias, se requiere obtener la inversa de α^5 :

$$\alpha^5 \rightarrow \alpha^{-5}=1/\alpha^5,$$

Dado que:

$$1=\alpha^{63},$$

se tiene:

$$\alpha^5 \rightarrow \alpha^{63-5}=\alpha^{58}$$

Se concluye estableciendo que la inversa de un elemento dentro del campo es otro elemento de este. Una de las principales ventajas de la inversa multiplicativa es que dado sus características si se requiere obtener una división de dos elementos del campo dicha operación puede ser modificada a una multiplicación por la inversa del segundo elemento.

$$\alpha^i/\alpha^j = \alpha^i \cdot \text{inv}(\alpha^j).$$

El camino mas eficiente para computar la inversa multiplicativa es utilizando esquemas basados en el Algoritmo Extendido Euclidiano EEA (Extended Euclidean Algorithm) o el computo del MCD (máximo común divisor) máximo común divisor. El EEA esta basado en el clásico algoritmo Euclidiano el cual realiza el máximo común divisor de dos enteros mayores que la unidad. El algoritmo Euclidean en su forma polinomial puede ser generalizado para realizar MCD de dos polinomios mayores que el polinomio cero. En este artículo se procederá a realizar una descripción del mismo.

Se puede notar que primordialmente, el cálculo del MCD es un cálculo repetitivo del residuo. Sin embargo, este cálculo repetitivo así mismo crea una realización del MCD más compleja que el cálculo citado.

Algoritmo 1. Algoritmo clásico para el cálculo de MCD.

input: r o s enteros o polinomios.

output: mcd(r,s).

```

while s≠0 do
  [r,s]←[s,r (mod s)]
return r

```

El algoritmo 1 nos muestra la realización clásica del MCD donde el valor de s decrece en todos los pasos, y $s \leq r$ siempre, excepto en la primera iteración donde $s > r$ en la entrada. Esta condición $s \leq r$ asegura la terminación del algoritmo. Se asume que $s \leq r$ en la entrada, entonces el peor caso es el número de iteraciones que ocurren cuando las entradas enteras son números consecutivos. En este caso la representación binaria de un entero s decrece al menos un bit en cada iteración. Para una $n > 0$, and $r = F_{n+2}$, $s = F_{n+1}$, el algoritmo 1 requiere exactamente n pasos de división. Para polinomios de grado n, m, el peor caso en cuanto al número de iteraciones es (n+m+1). La validación del algoritmo queda como:

$$\text{mcd}(r,s) = \text{mcd}(s, r - qs),$$

$$\text{mcd}(r,0) = |r|.$$

El EEA esta basado en el algoritmo 1 y se muestra en el algoritmo 2. Cuando el algoritmo 2 termina, regresa tres valores w1, u1 y t1, valores que determinan la relación $wr + us = t = \text{mcd}(r,s)$, es decir si r es el polinomio irreducible el valor final de w1 es 0, y el valor de u1 es el inverso dado que multiplicado por el elemento s en este caso nos resulta la unidad que es el valor final de t1 en el algoritmo y es el valor del mcd(r,s).

Algoritmo 2. Algoritmo Extendido de Euclides EEA.

Input: r y s enteros o polinomios.

Output: w,u,t tal que $wr + us = t = \text{MCD}(r,s)$

$$[w_1, u_1, t_1] \leftarrow [1, 0, r]; [w_2, u_2, t_2] \leftarrow [0, 1, s];$$

while ($t_2 \neq 0$) **do**

$$q \leftarrow \lfloor t_1 / t_2 \rfloor \text{ tal que } t_1 - qt_2 = t_3;$$

$$[w_3, u_3, t_3] \leftarrow [w_1, u_1, t_1] - [w_2, u_2, t_2]q;$$

$$[w_1, u_1, t_1] \leftarrow [w_2, u_2, t_2]; [w_2, u_2, t_2] \leftarrow [w_3, u_3, t_3];$$

return w_1, u_1, t_1

Un punto complejo en la implementación del algoritmo es el proceso de división implícito en el, es importante recalcar

que esta división no es común, se trata de una división polinomial.

Otro método de implementación del inverso multiplicativo es mediante la utilización del algoritmo MS (Multy-Square), este diseño se realizo mediante la arquitectura básica de un multiplicador en campos finitos, como lo es el LSB-first, su algoritmo se presenta en el algoritmo 3.

Mediante una implementación eficiente del algoritmo 3 fue posible el diseño del inverso multiplicativo a través del algoritmo 4 este ultimo trabaja en función de multiplicación y elevación al cuadrado tantas veces como el algoritmo lo determine, así entonces su unidad fundamental es el multiplicador.

Algoritmo 3. Algoritmo de multiplicación LSB-first.

Input: $A(\alpha) = \sum_{i=0}^{m-1} a_i \alpha^i$ y $B(\alpha) = \sum_{i=0}^{m-1} b_i \alpha^i$

elementos del campo $GF(2^m)$

Ouput:

$$C(\alpha) = \sum_{i=0}^{m-1} c_i \alpha^i = A(\alpha) \cdot B(\alpha) \text{ mod } P(x)$$

$$C(\alpha) \leftarrow 0;$$

for $i = 0$ **to** $m - 1$ **do**

$$C(\alpha) \leftarrow b_i \cdot A(\alpha) + C(\alpha);$$

$$A(\alpha) \leftarrow \alpha \cdot A(\alpha) \text{ mod } P(x)$$

end for

return $C(\alpha)$

Ambos diseños de inversores, a través del algoritmo EEA y el algoritmo MS fueron creados para campos $GF(2^m)$ con $m=4, 8, 16, 32, 64, 128, 193$ y 239 , los dos últimos son campos recomendados por el NIST(National Institute of Standard and Technology).

Algoritmo 4. Algoritmo MS.

Input: $A(\alpha) = \sum_{i=0}^{m-1} a_i \alpha^i$ elemento del campo $GF(2^m)$

Ouput: $A^{-1}(\alpha) = B(\alpha) = \sum_{i=0}^{m-1} a_i \alpha^i$

$B(\alpha) \leftarrow A(\alpha);$

for $i = 1$ **to** $m - 2$ **do**

$B(\alpha) \leftarrow (B(\alpha))^2 \cdot A(\alpha);$

end for

$B(\alpha) \leftarrow (B(\alpha))^2$

return $B(\alpha)$

IV. INTERFAZ DE COMUNICACIÓN PC-FPGA

Una manera útil de comprobar el correcto funcionamiento de ambos inversores fue a través de una interfaz que permitiera comunicar una PC con nuestro FPGA, cabe señalar que se trata de un Spartan 3 de Xilinx y se manipulo mediante una tarjeta de desarrollo la cual se muestra en la figura 1.

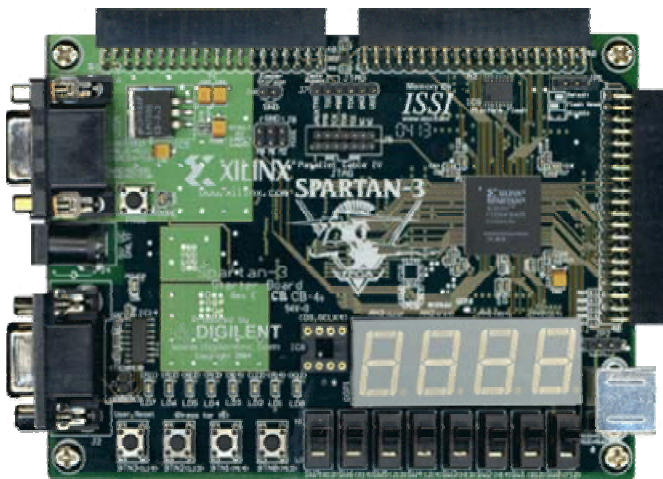


Figura 1. Tarjeta de desarrollo con Spartan 3.

Por medio de una programación de alto nivel con Visual Basic se realizó un programa que nos permitió entablar comunicación a través del puerto paralelo, y enviar datos de manera paralela y serial, este programa puede ampliarse o adecuarse al tamaño de campo en el cual se realicen las pruebas correspondientes en la figura 2 se muestra una ventana de esta interfaz.

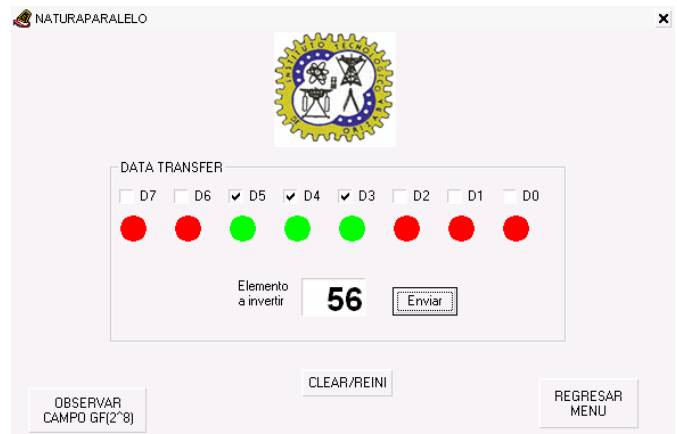


Figura 2. Interfaz de Comunicación en Visual Basic.

Es importante señalar que el programa en visual Basic es bastante amplio y como caso de ejemplificación se presenta la figura 2, en donde la transmisión es en paralelo y el campo es de tamaño $m=8$.

V. DESCRIPCIONES VHDL

En esta sección se presentaran las descripciones de ambos inversores en VHDL, estas descripciones se encuentran en un tamaño de campo $m=8$, como caso de estudio aunque este valor es completamente escalable, es decir sin cambios abruptos en la descripción, en la figura 3 se muestra la descripción del algoritmo MS.

```

71 process (clk, clk)
72 variable POLI: std_logic_vector (m-1 downto 0):="00011101";--POLINOMIO IREDUCIBLE
73 variable Aux1,RA: std_logic_vector (m-1 downto 0);
74 variable RB,RC,RC2,RB2,RC3,RB3: std_logic_vector (m-1 downto 0);
75 variable auxiliar, countergral, counter, counter2, counter3, counter4, counter5: natural:=0;
76
77 begin
78 if (clk='1') then
79   RA:= (others =>'0');
80   RB:= (others =>'0');
81   RC:= (others =>'0');
82   RC2:= (others =>'0');
83   RB2:= (others =>'0');
84   RC3:= (others =>'0');
85   RB3:= (others =>'0');
86   --c3<='0';
87   --c2<='0';
88   --c1<='0';
89   --c0<='0';
90   Aux1:= (others =>'0');
91   counter:=0;
92   counter2:=0;
93   counter3:=0;
94   counter4:=0;
95   counter5:=0;
96   countergral:=0;
97
98 elsif (clk'event and clk='1') then
99   Aux1:=a;
100   --Aux1(1):=a1;
101   --Aux1(2):=a2;
102   --Aux1(3):=a3;
103   countergral:=countergral+1;
104   auxiliar:=(2*m*m)-4*m;
105
106   if (countergral<=auxiliar) then
107     if (counter=2*m) then
108       counter:=0;
109       Aux1:=RC2;
110     end if;
111     counter:=counter+1;
112     if (counter=1) then--primer multiplicador (primera multi)[OK]
113       counter2:=0;
114       RA:=Aux1;
115       RB:=Aux1;
116       RC:=(others=>'0');
117     elsif (counter>1 and counter<=m+1) then--primer multiplicador (primera multi)[OK]
118       --RA:='0';--borrar registro
119       RC:=RC2;
120       RB:=RB2;
121     end if;

```

```

122
123     if (counter=m+1) then--segundo multiplicador(segunda multi)[OK]
124     counter3:=0;
125     RA:=RC2;
126     RB:=Aux1;
127     RC:=(others=>'0');
128     elsif (counter>m+1 and counter<=2*m) then--segundo multi(segunda multi)[OK]
129     RC:=RC2;
130     RB:=RB2;
131     end if;
132
133     if (counter<=m) then
134         counter2:=counter2+1;
135         for i in m-1 downto 0 loop
136             RC2(i):=RC(i) xor (RB(i) and RA(counter2-1));
137         end loop;
138
139         --c0<=RC2(0);
140         --c1<=RC2(1);
141         --c2<=RC2(2);
142         --c3<=RC2(3);
143         C<=RC2;
144
145         for i in m-1 downto 1 loop
146             RB2(i):=RB(i-1) xor (RB(m-1) and POLI(i));
147         end loop;
148         RB2(0):=RB(m-1) and POLI(0);
149
150         --D<=RB2;
151     elsif (counter>m and counter<=2*m) then
152         counter3:=counter3+1;
153         for i in m-1 downto 0 loop
154             RC2(i):=RC(i) xor (RB(i) and RA(counter3-1));
155         end loop;
156
157         --c0<=RC2(0);
158         --c1<=RC2(1);
159         --c2<=RC2(2);
160         --c3<=RC2(3);
161         C<=RC2;
162
163         for i in m-1 downto 1 loop
164             RB2(i):=RB(i-1) xor (RB(m-1) and POLI(i));
165         end loop;
166         RB2(0):=RB(m-1) and POLI(0);
167
168         --D<=RB2;
169
170     end if;
171     elsif (countergral>auxiliar and countergral<=auxiliar+m) then
172
173         Aux1:=RC2;
174         counter4:=counter4+1;
175         if (counter4=1) then--tercer multiplicador(ultima multi)[OK]
176         counter5:=0;
177         RA:=Aux1;
178         RB:=Aux1;
179         RC:=(others=>'0');
180         elsif (counter4>1 and counter4<=m+1) then--tercer multiplicador(ultima multi)[OK]
181         RC:=RC3;
182         RB:=RB3;
183         end if;
184
185         if (counter4<=m) then
186             counter5:=counter5+1;
187             for i in m-1 downto 0 loop
188                 RC3(i):=RC(i) xor (RB(i) and RA(counter5-1));
189             end loop;
190
191             --c0<=RC2(0);
192             --c1<=RC2(1);
193             --c2<=RC2(2);
194             --c3<=RC2(3);
195             C<=RC3;
196             --C<=RC2;
197
198             for i in m-1 downto 1 loop
199                 RB3(i):=RB(i-1) xor (RB(m-1) and POLI(i));
200             end loop;
201             RB3(0):=RB(m-1) and POLI(0);
202
203             --D<=RB2;
204         end if;
205     elsif (countergral>auxiliar+m) then
206         C<=RC3;
207     end if;
208
209 end if;
210 end process;

```

```

31 process(clear,clock)
32 variable d: integer range -100 to 100:=0;
33 --variable contador: integer range 0 to 100:=0;
34 variable r1,r2: std_logic_vector(m downto 0);
35 variable s1,s2: std_logic_vector(m downto 0);
36 variable u1,u2: std_logic_vector(m downto 0);
37 variable v1,v2: std_logic_vector(m downto 0);
38 variable counter: natural:=0;
39
40 begin
41     --wait until(clock'event and clock='1' and ready='1');
42     if (clear='1')then
43         r1:=(others=>'0');
44         s1:=(others=>'0');
45         u1:=(others=>'0');
46         v1:=(others=>'0');
47         rprueba<=(others=>'0');
48         sprueba<=(others=>'0');
49         uprueba<=(others=>'0');
50         vprueba<=(others=>'0');
51     elsif (clear='0'and clock'event and clock='1') then
52         counter:=counter+1;
53         if (counter=1) then
54             r1:=px;
55             s1:=ax;
56             u1:="100000000";
57             v1:=(others=>'0');
58             v2:=(others=>'0');
59         elsif (counter>1) then
60             r1:=r2;
61             s1:=s2;
62             u1:=u2;
63             v1:=v2;
64         end if;
65         if (counter<=(2*m)) then
66             if (s1(m)='1' and d<0) then
67                 d:=-d;
68                 r2:=s1;
69                 s2:=r1;
70                 u2:=v1;
71                 v2:=u1;
72                 r1:=r2;
73                 s1:=s2;
74                 u1:=u2;
75                 v1:=v2;
76             end if;
77
78             if s1(m)='1' then
79                 r2:=r1;
80                 s2:=s1 xor r1;
81                 u2:=u1 xor v1;
82                 v2:=v1;

```

Figura 3. Código inversor algoritmo MS.

Como se destaca en la figura 3 no se trata de una descripción completa (por motivos de espacio), aunque se muestra el proceso fundamental de esta arquitectura. En la figura 4 se presenta el código VHDL del algoritmo EEA, ambos algoritmos se diseñaron en forma paralela y serial.

```

83     r1:=r2;
84     s1:=s2;
85     u1:=u2;
86     v2:=v2;
87     end if;
88
89     d:=d-1;
90     r2:=r1;
91     s2:=s1(m-1 downto 0) &'0';
92     u2:=u1;
93     v2:='0' &v2(m downto 1);
94     r1:=r2;
95     s1:=s2;
96     u1:=u2;
97     v1:=v2;
98     rprueba<=r1;
99     sprueba<=s1;
100    uprueba<=u1;
101    vprueba<=v1;
102    --contador:=contador+1;
103    --end loop;
104    end if;
105  end if;
106  end process;

```

Figura 4. Código inversor algoritmo EEA

VI. RESULTADOS

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el desarrollo de los algoritmos anteriormente presentados, adecuados a la programación VHDL, en la tabla 2 se presentan dichos resultados y también las comparaciones con otros modelos implementados en el estado del arte.

m=193	Algoritmo MS aquí	Algoritmo EEA aquí	En [13]	En [14]
Área (Slices)	2716	2968	15919	11081
Tiempo	7.7µs	1.4 µs	*	0.9 µs
Frecuencia (clk)	50MHz	50MHz	179MHz	20MHz
			En [15]	En [16]
Área (Slices)			2020	4224
Tiempo			15 µs	9 µs
Frecuencia (clk)			50MHz	50MHz

Tabla 2. Tabla Comparativa.

VII. TRABAJO FUTURO.

Implementar los diseños anteriores en otras bases de representación distintas a la polinomial, como pueden ser la normal o triangular. Finalmente implementar estos diseños junto con otros operadores que nos permitan la construcción de un sistema criptográfico diseñado totalmente en hardware.

VIII. CONCLUSIÓN

Es importante destacar que se escogieron estos dos algoritmos por encima de otros tales como el algoritmo de Montgomery porque los diseños están en comparación con este, o el algoritmo de Berlekamp que es totalmente basado en el EEA y muy similar al propuesto, aquellos basados en tablas de asignación se descartaron dado que son ineficientes para campos grandes por la cantidad de espacio requerido u otros como el algoritmo del pequeño teorema de Fermat o la resolución de sistemas de ecuaciones lineales dado que estos

últimos funcionan eficientemente en bases distintas a la polinomial.

En el presente trabajo se presentó la construcción e implementación en VHDL de inversores sobre campos finitos. La importancia de la implementación de dichos circuitos se fundamenta que estas operaciones realizadas en lógica reconfigurable proveen una gran ventaja sobre sus antecesores en software. Es importante destacar que lo que aportan estos diseños es un bajo consumo en área para ambos diseños y el algoritmo EEA también provee un tiempo de ejecución bastante eficiente no así el algoritmo MS.

REFERENCIAS

- [1] E. Berlekamp, Algebraic Coding Theory. McGraw-Hill, 1968.
- [2] A. Menezes, P. van Oorschot, and S. Vanstone, Handbook of Applied Cryptography. CRC Press, 1996.
- [3] E. Savas and C. K. Koç. The Montgomery Modular Inverse – Revisited. *IEEE Trans. On Computers*, 49(7): 763-766, July 2000.
- [4] E. Savas, A. F. Tenca, and C. K. Koç. A Scalable and Unified Multiplier Architecture for Finite Fields GF(p) and GF(2k). *In Cryptographic Hardware and Embedded Systems*, Lecture notes in Computer Science. Springer, Berlin, Germany, 2000.
- [5] I. Blake, G. Seroussi, and N. Smart. Elliptic Curves in Cryptography. *Cambridge University Press*: New York, 1999.
- [6] T. Kobayashi and H. Morita. Fast Modular Inversion Algorithm to Match Any Operation Unit. *IEICE Trans. Fundamentals*, E82-A(5):733-740, May 1999.
- [7] N. Takagi. Modular Inversion Hardware with a Redundant Binary Representation. *IEICE Trans. on Information and Systems*, E76-D(8): 863-869, Aug. 1993.
- [8] J.-H. Guo, and C.-L. Wang. Hardware-Efficient Systolic Architecture for Inversion and Division in GF(2^m). *IEE Proceedings: Computers and Digital Techniques*, 145(4): 272-278, July 1998.
- [9] Choudhury, Pal, and Barua. Cellular Automata Based VLSI Architecture for Computing Multiplication and Inverses in GF(2^m). *Proceedings of the 7th IEEE International Conference on VLSI Design*, Calcutta, India, January 5-8 1994.
- [10] M. A. Hasan. Efficient Computation of Multiplicative Inverses for Cryptographic Applications. *Proceeding of the 15th IEEE Symposium on Computer Arithmetic*, June 2001.
- [11] M. Feng. A VLSI Architecture for Fast Inversion in GF(2^m). *IEEE Trans. on Computers*, 38(10):1383-1386, Oct. 1989.
- [12] Shu Lin and D. J. Costello, Jr. Error Control Coding. Fundamentals and Applications. 1983 by Prentice Hall.
- [13] C. Lee and J. Lee “A Scalable Structure for a Multiplier and an Inversion Unit in GF(2^m)” *ETRI Journal*, Volume 25, Number 5, October 2003.
- [14] F. Rodriguez Henriquez, G. Morales Luna, N. A. Saqib and N. Cruz Cortes “Parallel Itoh-Tsujii Multiplicative Inversion Algorithm for a Special Class of Trinomials”
- [15] A. Daly, L. Marnane and E. Popovici, “Fast Modular inversion in the Montgomery domain on reconfigurable logic” *ISSC 2003 Limerick*.
- [16] A. A.-A. Gutub, A. F. Tenca, E. Savas, and C. K. Koc, “Scalable and unified hardware to compute montgomery inverse in GF(p) and GF(2n),” *Cryptographic Hardware and Embedded Systems - CHES 2002, 4th International Workshop, Redwood Shores, CA, USA, vol. 2523, pp. 484-499, August 2002.*

CONMUTADOR DE RED CON DETECCIÓN DE ATAQUES ARP BASADO EN UNA ARQUITECTURA DE PROCESADORES DE RED¹

Salaiz Gabriel Gustavo, Incera Diéguez José Alberto

División Académica de Ingeniería
Instituto Tecnológico Autónomo de México
Río Hondo No. 1, Col. Progreso Tizapán, México, D.F. 01000, México
Tel. 56284000, correo electrónico: gsalaiz@gmail.com, jincera@itam.mx

RESUMEN

Los procesadores de red constituyen un área de rápido crecimiento y evolución en el diseño y fabricación de nodos de conmutación para redes de comunicaciones. En este artículo se examina la arquitectura y la forma de programación del procesador Intel IXP1200. Para evaluar una de sus características –la programación flexible de aplicaciones basada en módulos– se diseñó e implementó un conmutador de red que incluye funcionalidad para detectar y prevenir ataques que alteran las tablas ARP de los equipos terminales.

Se encontró que la arquitectura de procesadores de red resulta una excelente alternativa para la construcción de servicios sofisticados de red. Puede llegar a ofrecer el mismo desempeño que los dispositivos implementados con hardware de propósito específico (ASICs) y permite una gran flexibilidad en la definición de funcionalidades debido a su capacidad de programación.

Palabras clave: Procesadores de red, aplicaciones de redes, seguridad en redes, nodos de conmutación

I. INTRODUCCIÓN

Existe una creciente demanda por parte de los proveedores de servicios de red, por contar con dispositivos inteligentes capaces de incorporar nuevas funcionalidades, como la priorización de tráfico, la instrumentación de redes privadas virtuales y el balanceo de cargas. Estos

dispositivos deben ser lo suficientemente flexibles como para ofrecer nuevas funcionalidades sin necesidad de grandes cambios en la infraestructura de la red ya existente. Conscientes de esta necesidad, los fabricantes de equipos de red están orientado sus diseños hacia plataformas programables que extiendan la vida útil de los dispositivos y permitan la rápida introducción de nuevos servicios [1].

Tradicionalmente, los dispositivos de red (enrutadores, nodos de conmutación) utilizan hardware especializado en sus interfaces para descentralizar el procesamiento de los protocolos de las capas inferiores (física, enlace de datos) y un procesador incrustado (*embedded*) para manejar funcionalidad de protocolos de capas superiores que no pueden ser procesadas rápidamente. En las primeras generaciones de dispositivos, este era un procesador de propósito general, el cual se convertía en un cuello de botella para tasas de datos muy altas. Como solución a este problema, se comenzaron a diseñar dispositivos basados en circuitos integrados especializados (ASIC, *Application Specific Integrated Circuit*). Si bien los ASICs aceleran sustancialmente la velocidad de procesamiento, presentan varias desventajas como: alto costo, dificultad de implementación, largos tiempos de desarrollo e imposibilidad para hacer modificaciones al diseño original.

Como una solución para el diseño de los nuevos sistemas de redes surgen los Procesadores de Red

¹ Este trabajo fue financiado parcialmente por el Laboratorio Franco Mexicano de Informática.

(NP, *Network Processor*). Se trata de circuitos integrados programables cuya pauta de diseño es alcanzar las altas velocidades de procesamiento de los ASIC y a la vez reducir el tiempo y costo de diseño e implementación. Se encargan de ejecutar la función específica para la que fueron programados, como tareas básicas para el procesamiento de paquetes y flujo de datos. De esta manera, combinan las mejores características de cada enfoque: el bajo costo y la flexibilidad de los procesadores programables de propósito general junto con la escalabilidad y la capacidad de los ASIC para procesar transferencias de datos a alta velocidad [2].

Con el fin de evaluar estas afirmaciones, en el presente trabajo se muestra el diseño e implementación de un conmutador de red con funcionalidades para detectar ataques ARP a la infraestructura de red. La organización del documento es la siguiente. En la sección II se presentan brevemente los conceptos teóricos en los que se sustenta el trabajo y la arquitectura del NP IXP1200 de Intel. La sección III muestra el diseño y construcción del conmutador de red. En la sección IV se presentan las pruebas realizadas y los resultados obtenidos y el artículo termina en la sección V con las conclusiones derivadas de esta investigación.

II. MARCO TEÓRICO

Procesadores de red

Los procesadores de red (NP) son dispositivos programables altamente eficientes, lo que les brinda una enorme flexibilidad para diseñar y modificar diseños de nodos de red [2]. Están diseñados de forma que puedan ser utilizados en un sinnúmero de aplicaciones sin necesidad de construir un nuevo circuito. Su arquitectura de hardware permanece igual y el software determina las funciones que deben realizar.

Un NP debe incluir funcionalidad para ejecutar tareas básicas y comunes a varios protocolos de red como son:

- Segmentación, fragmentación y reensamblado de paquetes.
- Detección y corrección de errores.

- Reenvío de paquetes.
- Clasificación y encolamiento de paquetes.
- Mecanismos de seguridad
- Mecanismos de monitoreo y de evaluación de desempeño

Dado el interés que han adquirido en años recientes, existen varios modelos comerciales de procesadores de red; entre los más populares se encuentra la familia de procesadores IXP1200 de Intel, el cual fue utilizado para este trabajo.

Intel IXP1200

El NP IXP1200 se compone de un conjunto de procesadores y unidades funcionales programables y no programables encapsuladas en un circuito integrado. Sus principales componentes se muestran en la figura 1 y consisten de:

- Un procesador StrongARM incrustado
- Seis microprocesadores (*microengines*) programables
- Buses internos independientes
- Mecanismos de sincronización entre procesadores
- Memoria interna
- Interfaz serie
- Interfaces para memoria externa
- Interfaces para buses de entrada y salida
- Coprocesador para operaciones especiales

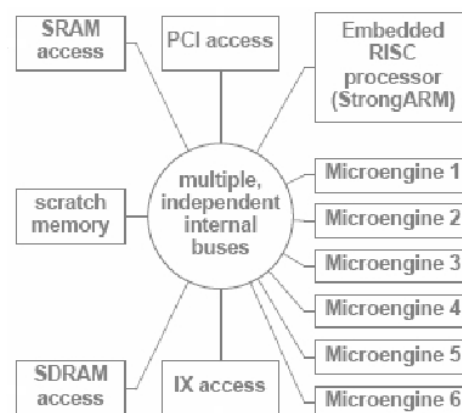


Figura 1. Arquitectura IXP1200

La plataforma para desarrollar aplicaciones (SDK, *Software Development Kit*) para este procesador, consiste de una estación de trabajo y una tarjeta de desarrollo que se conecta al bus PCI de la computadora, la cual proporciona un ambiente de desarrollo en el que se escribe, y prueba el código para el procesador de red. Una vez que el código ha sido compilado, se inicializa el procesador de red y el código ejecutable se copia a la tarjeta a través del bus PCI.

Un diagrama de la tarjeta de desarrollo se muestra en la figura 2 y está formada por los siguientes componentes:

- Un procesador IXP1200 @232 MHz
- 8 Mbytes de memoria SRAM
- 8 Mbytes de memoria FlashROM
- 256 Mbytes de memoria SDRAM
- 4 puertos Ethernet 10/100 Mbps
- Interfaz serie
- Interfaz bus PCI

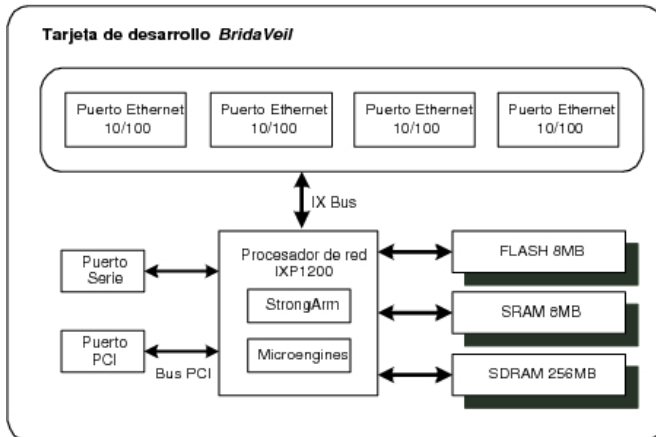


Figura 2. Tarjeta de desarrollo

Además se cuenta con un conjunto de herramientas y librerías que permiten el rápido desarrollo de aplicaciones para el procesamiento de paquetes. El ambiente de desarrollo está organizado de acuerdo con los tres niveles de procesamiento en los que generalmente se compone una aplicación de red:

- **Nivel de procesamiento de datos.** Sus principales funciones son el manejo y reenvío de paquetes a alta velocidad. En este nivel, se

reciben paquetesⁱⁱ desde una interfaz de red, se aplica una serie de acciones de acuerdo al protocolo o al contenido y se retransmiten. Este nivel debe estar optimizado para alcanzar el máximo desempeño pues aquí fluye todo el tráfico que llega al conmutador por lo que sus tareas son ejecutadas normalmente por los *microengines* que han sido optimizados para recibir y procesar paquetes a altas velocidades.

- **Nivel de control.** En este plano se lleva a cabo la detección y control de errores, el procesamiento de casos especiales, y la creación y mantenimiento de recursos como tablas y otras estructuras de datos que utiliza el nivel anterior. Estas funciones, aunque son más complejas y demandantes, se utilizan con poca frecuencia por lo que no es conveniente colocarlas en los procesadores de alta velocidad. Sus tareas son ejecutadas por el procesador StrongArm el cual puede hacer uso de un mayor número de recursos del sistema.

- **Nivel de administración.** Se encarga de ejecutar e inicializar los componentes de la aplicación. La administración incluye la configuración del sistema, la ejecución y la finalización de funciones en respuesta a comandos del usuario. Durante la etapa de diseño y depuración, el desarrollador es capaz de modificar la trayectoria que siguen los paquetes a través del sistema y recibir mensajes que la aplicación genere, entre otras funciones. Este nivel establece comunicación con el plano de datos y el de control por medio de llamadas al sistema del IXP1200. Las funciones administrativas pueden ejecutarse directamente en el procesador StrongArm, o en la computadora del SDK.

La arquitectura de desarrollo de aplicaciones está basada en un ambiente modular en el que se definen componentes de software llamados ACE (*Active Computing Element*). Cada ACE se encarga de realizar una tarea específica y se organizan en un esquema de línea de ensamblaje

ⁱⁱ o celdas, o tramas. En este artículo se generaliza a paquetes

(*pipeline*) que es atravesada por cada paquete. Cada ACE inspecciona, de ser necesario procesa y envía al siguiente ACE los paquetes que recibe. Las funciones de los planos de procesamiento de datos y de control son desarrolladas bajo esta estructura.

Una aplicación de red contiene al menos tres ACEs dedicados respectivamente a la recepción de paquetes, su procesamiento su retransmisión. El SDK proporciona un tipo de estructura llamada *microACE* integrada por dos componentes lógicos corriendo en diferentes procesadores:

- El componente central definido por un ACE convencional se ejecuta en el StrongArm.
- Un componente llamado *microblock* que se ejecuta en los *microengines*. Se encarga del procesamiento rápido de los paquetes, pero puede transferir paquetes al componente central para manejar excepciones.

Conmutación

La conmutación es el proceso por el cual un nodo de red elige el puerto (o interfaz) por el que debe re-enviar los datos que recibe para acercarlos a su destino final en la red. Para ello, el nodo construye tablas que relacionan la dirección del destino con el puerto de salida [3]. Los conmutadores (o *switches*) generan estas tablas con la dirección de la capa de enlace de datos, también llamada dirección física ó dirección MAC. Los conmutadores realizan muchas otras tareas, como verificar la integridad de los datos recibidos y resolver la contención para acceder al medio de transporte en un puerto de salida. La gran mayoría de las redes locales instaladas en la actualidad utilizan el protocolo Ethernet [3].

Protocolo ARP

Las comunicaciones entre dos equipos terminales (*hosts*) utilizan direcciones IP (en la capa de red) para identificarse, pero en una red local, los paquetes IP viajan en tramas que utilizan direcciones MAC para identificar los nodos en la red. Por ello es necesario un mecanismo que establezca la relación entre una dirección IP y su

correspondiente dirección MAC en la red local. Esta es la función del protocolo (*Address Resolution Protocol*) [4]. ARP funciona difundiendo un mensaje a todos los dispositivos en la red local con la dirección IP de aquél con el cual se desea establecer comunicación. Este reconoce su dirección IP en la solicitud y envía una respuesta con su dirección MAC al solicitante. Una tabla temporal (llamada tabla ARP) implementada en los *hosts*, se encarga de mantener la asociación entre las direcciones MAC y sus correspondientes direcciones IP. Con ello se evita tener que enviar peticiones ARP cada vez que quiera enviar información al *host* destinatario.

ARP es un protocolo muy sencillo que no incorpora mecanismos que validen la autenticidad del mensaje: a una solicitud ARP, el emisor asume que la respuesta proviene en efecto del dispositivo que se desea contactar. Incluso dispositivos que no han enviado peticiones ARP aceptan las respuestas ARP que se transmiten en la red para actualizar su tabla.

Esta debilidad del protocolo ARP es aprovechada por piratas informáticos o *hackers* para llenar las tablas ARP con información falsa, usurpando la identidad de los dispositivos en la red. Esta técnica es conocida como envenenamiento de la tabla ARP o *ARP poisoning* y permite al *hacker* causar una serie de disturbios en la red entre ellos el conocido como *Man in the middle* [5].

Un *hacker* puede explotar el envenenamiento de la tabla ARP para interceptar el tráfico entre dos hosts. Hay varias maneras de hacer esto, entre las más documentadas está la siguiente:

- Dos máquinas A y B desean establecer una comunicación por lo que envían mensajes ARP para que cada una pueda establecer la asociación IP-MAC de su contraparte.
- Un usuario malicioso quiere interceptar esta conversación desde la computadora X. Envía un mensaje de actualización de tabla ARP a A con la dirección IP de B y con su propia dirección MAC. A actualiza su tabla con la

asociación dir. IP_B — MAC_X . De forma similar, X envía a B un mensaje de actualización con su dirección MAC y con la dirección IP de A.

- Ahora A cree que B es X y B piensa que A es X. X intercepta los mensajes entre A y B y los reenvía para que ni A ni B detecten que su información está siendo observada.

Este tipo de ataque es muy difícil de detectar por los hosts sin modificar el sistema operativo en el que se encuentra la pila de protocolos de red. En una red local conmutada, que es la infraestructura más popular en la actualidad, el nodo de conmutación podría identificar con mayor facilidad este tipo de ataque.

III. DESARROLLO

Diseño

La solución propuesta consiste en desarrollar un conmutador de red basado en el procesador IXP1200 con funcionalidad adicional para detectar y bloquear los posibles ataques de envenenamiento de tablas ARP descritos en la sección anterior. El dispositivo resultante debe ser responsable del procesamiento completo de los paquetes, desde su recepción hasta su transmisión. Siguiendo la filosofía de diseño del SDK. Los módulos diseñados se traducirán en ACEs apegados a las características particulares del hardware.

Además de los requerimientos anteriores, el diseño del conmutador debe cumplir con el siguiente escenario de operación. Dadas las características de la plataforma experimental, debe operar para una red LAN Ethernet a 100 Mbps con cuatro segmentos. El modelo de conmutación elegido fue *Store and Forward*, en el que el paquete es recibido completamente antes de enviarse al puerto de salida. La transferencia de los paquetes de los puertos de entrada hacia los puertos de salida se hace a través del acceso a memoria compartida.

Con base en el estándar IEEE 802.1D-1998 [6] y aplicando principios de modularidad, el sistema se definió en cuatro módulos los cuales se describen

brevemente a continuación. Una presentación más detallada puede consultarse en [7].

1. Recepción de tramas. Este módulo controla la interfaz de hardware encargada de escuchar el medio, determina el inicio de un paquete, lo almacena temporalmente hasta que se reciba el paquete completo, verifica su integridad y lo transfiere al siguiente módulo a través de la memoria compartida para su procesamiento.

2. Detección de ataques. Este módulo se encarga de detectar los ataques de envenenamiento de tablas ARP.

3. Conmutación Este módulo determina, con base en la tabla de conmutación y dirección destino del paquete, por cuál puerto se transmitirá. También se encarga de administrar y actualizar la tabla de conmutación. Algunas de sus funciones son inicializar la tabla, agregar entradas correspondientes a las direcciones de los paquetes y mantener estas entradas actualizadas.

4. Transmisión de tramas Este módulo lee el paquete de la memoria y transmite el paquete al medio a través de la interfaz de red. La administración de la transmisión entre los distintos puertos se realiza bajo el esquema “*round-robin*”.

Para evaluar la flexibilidad y rápido desarrollo de aplicaciones en un procesador de red, el presente trabajo se concentró en el diseño del módulo detector de ataques. En términos generales, la solución para detectar este tipo de ataques consistió en crear en el conmutador una tabla ARP de asociaciones de dirección MAC – IP y lanzar una alerta cuando un host trate de cambiar las duplas existentes [8], lo que presumiblemente significa que se está tratando de alterar las tablas ARP de los hosts. Para ello, se debían escuchar e interceptar los mensajes ARP que circulen en la red y comparar la dirección MAC proporcionada contra la lista de direcciones existente.

Con este propósito, se definió una tabla que contenga la información suficiente para poder monitorear los cambios en la direcciones de la red. Los campos que contiene cada entrada de la tabla

fueron definidos en la estructura mostrada en la figura 3. y se explican a continuación.

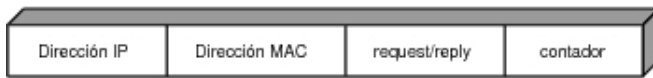


Figura 3. Entrada Tabla ARP

Cuando se detecta una petición ARP se obtiene la dirección IP del host del cual se desea conocer su dirección MAC, se busca la dirección IP en la tabla y si no existe un registro correspondiente a esa dirección IP en la tabla, se crea uno nuevo. Ahora es necesario esperar la respuesta ARP que proporcione la dirección MAC correspondiente a la dirección IP. Para esto se enciende la bandera *request/reply* indicando que se está esperando la respuesta.

Al recibir una respuesta ARP, se obtiene la dirección IP y la dirección MAC del host que la envía, se busca la dirección IP en la lista. Si existe y la bandera *request/reply* está encendida, se completa el registro y se apaga la bandera. Aquí se está asumiendo que el host auténtico es el primero en responder y no otro que está tratando de hacerse pasar por él.

Si se encontró un registro correspondiente a la dirección IP del host que envió la respuesta ARP y la bandera *request/reply* está apagada, es porque ya estaba completo el registro. Ahora sólo se debe comparar que la dirección MAC de la respuesta ARP sea la misma que la guardada en la lista.

Si son diferentes se interpreta que algún host está tratando cambiar la dirección MAC relacionada a esa dirección IP y entonces se debe lanzar una alarma y descartar ese paquete. De otra forma se reenvía la respuesta ARP por el puerto correspondiente.

Es necesario contar con un esquema que permita darle mantenimiento a la lista de registros, con el fin de que el tamaño de la lista no sobrepase a la memoria disponible o la consulta de registros se

vuelva ineficiente debido a la existencia de información obsoleta o errónea.

Para ello, se utilizó el proceso conocido como envejecimiento: cada entrada de la tabla tiene un contador que se va decrementado periódicamente y que se reinicia cada vez que se recibe un paquete correspondiente a esa entrada. Un proceso se encarga de revisar periódicamente las entradas de la tabla y si el contador ha llegado a cero la entrada es borrada. Este contador tiene un valor por omisión de dos minutos.

Implementación

Los ACEs que conforman la aplicación corresponden a cada uno de los módulos definidos en la etapa de diseño.

Para la implementación del nodo de conmutación se usaron las librerías de ACEs que se incluyen en el IXA SDK para la recepción (*IngressAce*) conmutación capa dos (*L2BridgeAce*) y transmisión de paquetes (*EgressAce*).

La detección de ataques ARP se definió en un ACE llamado *ARPSpoof*, con base en el diseño planteado anteriormente. El ACE de recepción arma los paquetes provenientes de las interfaces y los envía al ACE *ARPSpoof*. Si los paquetes son válidos se envían al ACE de conmutación; en caso contrario, se descartan. Finalmente el ACE de conmutación pasa el paquete al ACE de transmisión indicándole por cuál puerto transmitirlo. El flujo de los paquetes se muestra en la figura 4.

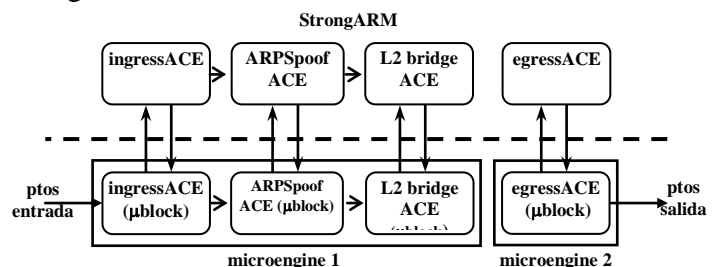


Figura 4. Arquitectura de ACEs

Una vez definidos los módulos y la trayectoria de los paquetes, se determinaron qué funciones serán realizadas por los *microblocks* y cuáles por el

componente central. El criterio para repartir las tareas fue que el *microblock*, al ser la parte encargada de recibir la mayor parte del tráfico, debe hacerlo lo más rápido posible. Por lo tanto, el *microblock* debe ejecutar tareas que no demanden demasiados recursos ni tiempo de procesamiento y delegar las otras al componente central.

Para el ACE encargado de la detección de los ataques ARP, el *microblock* se encarga de determinar el tipo de paquete que es (ARP request, ARP response o IP), asignarle un código de excepción y enviarlo al componente central. El componente central se encarga de buscar una entrada correspondiente a la dirección IP en la tabla ARP y actualizarla o crear una nueva, según sea el caso. Una vez terminado el procesamiento, si el paquete no es rechazado, se envía al siguiente ACE.

IV. PRUEBAS Y RESULTADOS

Con el objetivo de validar el correcto funcionamiento del sistema, se realizaron una serie de pruebas que se enfocaron en la funcionalidad del sistema.

Las pruebas de funcionalidad consistieron en validar la operación de la aplicación recreando diferentes esquemas de comunicación entre los hosts de una red experimental. Tras haber garantizado la conectividad entre los dispositivos, se recrearon ataques a las tablas ARP para observar si la aplicación era capaz de evitarlos.

El ambiente de pruebas consistió en una pequeña red local a 100 Mbps integrada por cuatro computadoras. Cada una se conectó a un puerto de la tarjeta de forma que representaran segmentos de red distintos. En una de las estaciones se instaló un analizador de protocolos para monitorear el tráfico, y un generador de paquetes para simular los ataques ARP.

Para poder apreciar la capacidad del módulo para detectar ataques ARP, se compararon los resultados obtenidos con el módulo de detección

desactivado contra los observado con el módulo activado.

La simulación del ataque ARP se realizó de la siguiente manera. Desde la máquina con el generador de paquetes (X) se envió a una máquina (B) una respuesta ARP falsa con la dirección IP de otra (A) pero con la dirección MAC de X. A pesar de que no hay una petición ARP de B que haya solicitado esa respuesta, B actualiza su tabla ARP y X puede escuchar los paquetes dirigidos de B a A.

En el primer experimento se desactivó la verificación de ataques en el módulo *ARPSpoof*, por lo que el envío de la respuesta ARP falsa se refleja en la tabla ARP del módulo sin mayor problema. Mediante el comando *arp -a* en la computadora B, también se pudo comprobar que el ataque fue exitoso y que B actualizó su tabla con la información (incorrecta) enviada por X.

Posteriormente se habilitó la verificación de ataques en el módulo *ARPSpoof*. Al igual que en la prueba anterior, se envía una respuesta ARP falsa con el cambio de direcciones. La trama ARP pasa por el módulo antes de ser retransmitida a los otros hosts. Cuando el módulo compara las direcciones MAC, detecta que se está intentando cambiar, por lo que imprime una advertencia en la consola del SDK, y descarta el paquete.

Al analizar la tabla ARP en el IXP1200, se confirma que el módulo impidió el cambio de las direcciones, y al descartar el paquete también se impidió que se hiciera el cambio en la tabla ARP de B, como pudo confirmarse.

V. CONCLUSIONES

El desarrollo de este trabajo se enfocó en la instalación y operación del procesador de red IXP1200. Para comprender la forma de desarrollo e implementación de aplicaciones que se ejecuten en el NP IXP1200, se diseñó una aplicación de red que permitió, además, reforzar los conceptos acerca de la arquitectura del procesador.

Se eligió un conmutador de red como aplicación a desarrollar dada la gran relevancia que tienen estos dispositivos en las arquitecturas de red local en la actualidad. También se eligió como prueba de concepto una funcionalidad relacionada con la seguridad informática pues es ésta una de las áreas de investigación más fértiles en la actualidad.

La implementación del conmutador permitió entender la forma de operación del procesador de red y cómo difiere de una solución basada en hardware. El uso de la arquitectura demostró el corto tiempo de desarrollo que se puede alcanzar utilizando los recursos que proporciona el SDK.

Para explotar la flexibilidad y reutilización de componentes se diseñó uno que detectara y evitara los ataques para modificar las tablas ARP de los hosts. Esta aplicación demostró que agregar funcionalidad a las tareas de un nodo basado en el IXP1200, se puede hacer rápidamente y sin tener que modificar la implementación anterior.

Esta característica por sí sola representa una gran ventaja competitiva respecto a los dispositivos de hardware. Además, el diseño del módulo para evitar ataques, demostró que las aplicaciones que se ejecutan en el IXP1200 pueden manejar un mayor grado de complejidad que aquél para el cual están diseñados algunos dispositivos de red como los conmutadores comerciales.

El procesador de red IXP1200 demostró ser una buena alternativa para el desarrollo de aplicaciones de red. Los beneficios de los procesadores de red son sustanciosos. El desarrollo de nuevo software es más rápido y menos costoso que las alternativas tradicionales, y ofrecen una mayor flexibilidad para el cambio de la funcionalidad existente o para el desarrollo de nuevas características.

VI. REFERENCIAS

- [1] Johnson, E., Kunze, A., *IXP1200 Programming*, Intel Press, 2002.
- [2] Comer, D. E., *Network Systems Design using Network Processors*, Prentice Hall, 2003.

- [3] Keshav, S., *An Engineering Approach to Computer Networking*, Addison-Wesley, 1997.
- [4] Plummer, D., "An Ethernet Address Resolution Protocol - or - Converting Network Protocol Addresses to 48.bit Ethernet Address for Transmission on Ethernet Hardware", RFC 826, November 1982.
- [5] Ismael Briones Vilar, *ARP-SPOOFING*, en <http://www.inkatel.com/new/textos/Arroba/arp-spoofing.html>
- [6] Information technology Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks- Common specifications - Part 3: Media Access Control (MAC) Bridges: Revision. ISO/IEC 15802-3: 1998.
- [7] Salaiz G., "Diseño e implementación de un nodo de conmutación basado em una arquitectura de procesadores de red", Tesis, Ing. En Telemática, Instituto Tecnológico Autónomo de México, 2006
- [8] S Fogie, *The Ingredients to ARP Poison*, en <http://www.governmentsecurity.org/articles/TheIngredientstoARPPoison.php>