



INSTITUTO TECNOLÓGICO DE SONORA



TITEF

**INVESTIGACIÓN E INNOVACIÓN EN
TECNOLOGÍA ELÉCTRICA**

COMPILADORES

**Dr. José Antonio Beristáin Jiménez
M.I. Griselda González Díaz Conti**

COMPILADORES

Dr. José Antonio Beristáin Jiménez
M.I. Griselda González Díaz Conti

**V Congreso de Innovación Tecnológica en
Eléctrica y Electrónica**
*“La innovación tecnológica:
un área de oportunidad para el desarrollo sustentable”*



INSTITUTO TECNOLÓGICO DE SONORA
Educar para Trascender

2011, Instituto Tecnológico de Sonora.
5 de Febrero, 818 Sur, Colonia Centro,
Ciudad Obregón, Sonora, México; 85000
Web: www.itson.mx
Email: rectoria@itson.mx
Teléfono: (644) 410-90-00

Primera edición 2011
Memoria Técnica V CITEE
Hecho en México

ISBN: 978-607-7846-60-4

Se prohíbe la reproducción total o parcial de la presente obra, así como su comunicación pública, divulgación o transmisión, mediante cualquier sistema o método, electrónico o mecánico (incluyendo el fotocopiado, la grabación o cualquier sistema de recuperación y almacenamiento de información), sin consentimiento por escrito de Instituto Tecnológico de Sonora

DIRECTORIO ITSON

Mtro. Gonzalo Rodríguez Villanueva

Rector del Instituto Tecnológico de Sonora

Dr. Marco Antonio Gutiérrez Coronado

Vicerrectoría Académica

Dr. Juan José Padilla Ybarra

Dirección Académica de Ingeniería y Tecnología

M.C. Rafael León Velazquez

Jefe del Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica

Edición Literaria

Dra. Erica Cecilia Ruiz Ibarra

M.I. Griselda González Díaz Conti

M.I. Ismael Murrilo Verduzco

Dr. Joaquín Cortez González

Dr. José Antonio Beristáin Jiménez

Dr. Juan José Padilla Ybarra

M.C. Rafael León Velázquez

Mtra. Cecilia Ivonne Bojórquez Díaz

Mtra. Marisela González Román

Tecnología y Diseño

M.I. Griselda González Díaz Conti

Dr. José Antonio Beristáin Jiménez

Gestión Editorial

Oficina de publicación de obras literarias y científicas

Mtra. Cecilia Ivonne Bojórquez Díaz

Comité Científico de Arbitraje

M.C. Adolfo Espinoza Ruiz

Dr. Adolfo Soto Cota

C.M.C. Andrés Othón Pizarro Lerma

C.M.I. Darcy Daniela Flores Nieblas

M.C. Eduardo Romero Aguirre

M.I. Enrique Aragón Millanes

Dra. Erica Cecilia Ruiz Ibarra

M.I. Gabriel Núñez Román

M.I. Griselda González Díaz Conti

M.C. Ian Mateo Sosa Tinoco

Dr. Jesús Héctor Hernández López

Dr. José Antonio Beristáin Jiménez

M.C. José Manuel Campoy Salguero

Dr. Juan Carlos Murireta Lee

Dr. Juan José Padilla Ybarra

Dr. Miguel Ángel Bernal Reza

M.C. Rafael León Velazquez

M.C. Raymundo Márquez Borbón

M.I. Saúl Reyes Godínez

ÍNDICE

Evaluación del STATCOM en la compensación de variaciones de voltaje	1
Pérez R. Javier, Cárdenas G. Víctor, Beristáin J. José Antonio y Alcalá R. Janeth	
Un algoritmo genético para la planeación de sistemas eléctricos de distribución	8
Cota F. Jorge E., Rivas D. Francisco, Hernández L. Jesús H. y Ambrosio L. Armando	
Cálculo del área captadora solar en el calentamiento de la alberca olímpica de la UAS	16
Portillo J. Canek, Chón G. Martín U. y Félix C. Francisco J.	
Reconstrucción de un motor monofásico jaula de ardilla de rotor externo	21
Murillo V. Ismael, Verdugo T. Esteban y Herrera S. Manuel	
Control por voz en domótica	27
Martínez A. Gloria M., Salazar V. Eduardo y Hernández R. Angélica	
Uso de técnicas de visión por computadora y aprendizaje automático para detección y reconocimiento de rostros	32
García A. Ernesto y Nuño M. Marco A.	
Instrumentación virtual remota con tecnología CGI	37
Hernández R. Angélica, Martínez A. Gloria M. y Salazar V. Eduardo	
Implementación de un receptor FM digital usando librerías GNU Radio y el módulo USRP de ETTUS Research	42
Rodríguez G. Alberto, Cortez G. Joaquín, Espinoza R. Adolfo, García B. Armando, Ruiz I. Erica, Solís G. Ricardo T.	

Evaluación del desempeño de técnicas de localización de nodos, aplicado a redes inalámbricas de sensores 46

Mass S. Joaquín, Ruiz I. Erica, Espinoza R. Adolfo, García B. Armando, Cortez G. Joaquín, Solís G. Ricardo T.

Implementación del filtro Kalman en un procesador de señales digitales para la detección y caracterización de eventos de calidad de energía eléctrica no estacionarios 53

Trevizo R. Omar A., Hernández L. Jesús H., Cortez G. Joaquín, Núñez R. Gabriel

El **Instituto Tecnológico de Sonora (ITSON)** a través de los cuerpos académicos (utilización de la energía, control automático y procesamiento digital de señales, redes y telecomunicaciones) adscritos al Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, organiza cada bienio el Congreso de Innovación Tecnológica en Eléctrica y Electrónica (**CITEE**), con el cual busca:

- Ser un medio de expresión para los estudiantes universitarios del país, de nivel licenciatura y posgrado, en donde puedan intercambiar tanto ideas como trabajos técnicos y de investigación.
- Difundir y promover los avances tecnológicos en las áreas de Eléctrica, Electrónica y Computación con la finalidad de establecer vínculos de intercambio tecnológico entre empresas, universidades y centros de investigación.

En Junio del presente año el departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica lanzó la convocatoria al V CITEE, efectuado los días 19, 20 y 21 de Octubre de 2011, en las instalaciones de ITSON, unidad Náinari en Cd. Obregón, Sonora, recibiendo buena respuesta de la comunidad invitada.

Los trabajos fueron recibidos vía email (citee.ponencias@itson.edu.mx), de acuerdo al formato establecido en la página web <http://www.itson.mx/eventos/citee/Paginas/ponencias.aspx>, el cual tiene la estructura de artículo. El proceso de revisión se realiza por árbitros especializados en el área correspondiente y determinando la calidad de la ponencia en cuanto a su contenido tecnológico y científico. Buscando una evaluación imparcial, los trabajos enviados a cada uno de los árbitros a revisión, carecen de los nombres de autor.

La revisión constó de dos etapas, en la primera el trabajo fue enviado a 2 árbitros, cada árbitro hizo una revisión exhaustiva de la ponencia, dando un veredicto de aprobación o rechazo de la misma. En esta etapa el árbitro revisor recibió el trabajo tal como fue enviado por el autor (únicamente el comité organizador de ponencias eliminará los nombres de autor). Los criterios tomados en cuenta para aceptar o rechazar el trabajo son:

1. Correspondencia del título con el estudio.
2. Contribución teórica o práctica al campo de estudio.
3. Originalidad del trabajo.
4. Calidad del trabajo.
5. Redacción del artículo lógica y coherente.
6. Presentación de resultados de forma clara y adecuada.
7. Las gráficas y figuras son claros, legibles y suficientes.
8. Referencias citadas claras y suficientes.
9. Cumple con el formato que estipula este documento.

Si el trabajo fue aprobado por al menos un árbitro, existió una segunda etapa. La segunda etapa se ejecuta siempre y cuando el trabajo tuvo observaciones no relacionadas con el formato del artículo, es decir en su contenido. De suceder lo anterior, fue reenviado al autor para que realice las correcciones correspondientes de acuerdo a las fechas señaladas en la convocatoria. Esta nueva versión del artículo se evaluó por al menos un árbitro, dependiendo de los resultados de la primera etapa de evaluación.

El presente documento plasma los artículos técnicos aprobados por el comité científico de arbitraje antes descrito. Cabe mencionar que dichos trabajos fueron expuestos ante los participantes del V CITEE.

Evaluación del STATCOM en la compensación de variaciones de voltaje

Pérez R. Javier, Cárdenas G. Víctor, Beristáin J. José Antonio y Alcalá R. Janeth

Resumen — En este artículo se presenta una evaluación del STATCOM en la compensación de variaciones de voltaje de red. Tomando como referencia una subestación industrial, se explora hasta dónde es capaz de compensar variaciones de voltaje que ocurren del lado del primario del transformador y también variaciones que ocurren debido a las cargas que sirve dicho transformador, es decir del lado del secundario. Ya que el STATCOM únicamente puede suministrar potencia reactiva a la red, se muestra cómo hacer el mapeo de las variaciones de voltaje a su correspondiente cantidad de potencia reactiva. Para este análisis se usa un convertidor monofásico de tres niveles y se usa la estrategia de control en cascada, que consiste de un lazo interno de corriente encargado de regular la potencia reactiva que se inyecta a la red y un lazo externo de voltaje que se encarga de regular el bus de CD. Los juicios de la evaluación se desprenden directamente de resultados llevados a cabo en simulación.

Palabras clave — STATCOM, compensación de *sags* y *swells*, control en cascada.

I. INTRODUCCIÓN

El STATCOM (STATic synchronous COMpensator) es uno de los dispositivos FACTS (Flexible AC Transmission Systems) más importantes que permiten incrementar la capacidad de las líneas de transmisión realizando el intercambio de potencia reactiva [1]. A nivel industrial, el STATCOM se puede utilizar para compensar potencia reactiva de tal manera que ayude a mantener la estabilidad de voltaje y también corrija el factor de potencia. Sin embargo, se sabe que si se genera una baja repentina de voltaje conocido como *sag*, éste se puede compensar con la inyección de potencia reactiva o también si se da un incremento en el voltaje de la red conocido como *swell*, éste se puede compensar absorbiendo potencia reactiva. De aquí que entonces es posible que el STATCOM pueda llevar a cabo la

Manuscrito recibido el 28 de Agosto de 2011. Este trabajo fue respaldado por el Centro de Investigación y Estudios de Posgrado (CIEP) de la UASLP y por el departamento de Ing. Eléctrica y Electrónica del ITSON.

Pérez R. Javier hasta la fecha se ha desempeñado como Profesor de tiempo completo del Instituto Tecnológico de Sonora en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica; Ave. Antonio Caso S/N Col. Villa ITSON; Ciudad Obregón, Sonora, México; C.P. 85138; C.P. 85130; Tel: (644) 4109000, ext. 101; Fax: (644) 4109001; e-mail: jperez@itson.mx.

Cárdenas G. Victor, hasta la fecha se ha desempeñado como jefe de posgrado del CIEP, UASLP. Ave. Manuel Nava #8, Zona Universitaria, C.P. 78290, San Luis Potosí, SLP. e-mail: vcarden@uaslp.mx.

Beristáin J. José A. hasta la fecha se ha desempeñado como Profesor de tiempo completo del Instituto Tecnológico de Sonora en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica; Ave. Antonio Caso S/N Col. Villa ITSON; Ciudad Obregón, Sonora, México; C.P. 85138; C.P. 85130; Tel: (644) 4109000, ext. 1758; Fax: (644) 4109001; e-mail: bantonio@itson.mx.

Alcalá R. Janeth hasta la fecha se ha desempeñado como profesora de tiempo completo en la Facultad de Ingeniería Electromecánica de la Universidad de Colima, Carretera Manzanillo-Barrada de Navidad Km 20.5, Colonia El Naranjo, CP 28860, Manzanillo, Colima, email: janethcalala@ucol.mx.

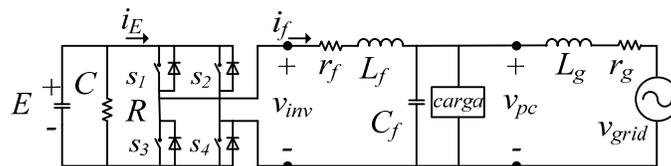


Fig. 1. Esquema de un convertidor monofásico usado como STATCOM conectado a la red.

función de compensar *sags* y *swells* [2].

Un restaurador dinámico de voltaje (DVR) es un dispositivo basado en electrónica de potencia, conectado en serie entre la carga y la fuente de suministro eléctrico, utilizado para proveer voltaje a la carga durante un *sag* o un *swell* de la fuente de alimentación. Aún cuando el DVR se considera como uno de los principales dispositivos para proveer toda la potencia activa durante la compensación de *sags* de voltaje [3-5], en este trabajo se analiza la capacidad del STATCOM para realizar esta misma función.

El objetivo del presente artículo es mostrar hasta dónde el STATCOM tiene la capacidad de compensar variaciones de voltaje como lo son *sags* y *swells*. Además se muestra cómo a través de un análisis de potencia se puede obtener el mapeo de la variación de voltaje a la correspondiente referencia de potencia reactiva. Y también se muestra cómo dimensionar el capacitor y la bobina del STATCOM.

En la siguiente sección se describe el sistema conformado por la conexión del STATCOM a la red eléctrica. En la sección III se muestran las causas de los eventos conocidos como *sags* y *swells* y se indica cómo cuantificar la potencia reactiva que corresponde a cada uno de estos eventos. En la sección IV se presenta la estrategia de control utilizada. En la sección V se dimensionan los dispositivos que conforman el STATCOM. En la sección VI se muestran los resultados en simulación. Finalmente se presentan las conclusiones.

II. DESCRIPCIÓN Y FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA

En la Fig. 1 se muestra el esquema general de un convertidor conectado a la red eléctrica por medio de la inductancia de acoplamiento L_f , donde r_f es la resistencia interna de L_f . El convertidor consta de cuatro transistores y un capacitor C , las pérdidas del convertidor están representadas por la resistencia R . Por el lado de la red, se modela, usando el método de bus infinito, el secundario de un transformador, mediante una fuente con su respectiva inductancia equivalente L_g y sus respectivas pérdidas r_g . El voltaje en el punto de conexión está representado por v_{pc} .

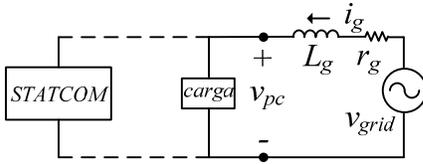


Fig. 2 Esquema para el cálculo de v_{pc} dependiendo del tipo de carga.

El voltaje en el punto de conexión v_{pc} puede decaer debido al aumento de carga, principalmente a cargas inductivas o puede incrementarse debido a la liberación de carga o por quedarse únicamente con cargas capacitivas. Para ello el STATCOM puede suministrar o absorber la potencia reactiva requerida por la carga de tal manera que se mantenga estable el voltaje v_{pc} . Para poder entregar potencia reactiva es necesario que $v_{inv} > v_{pc}$, es decir; que el STATCOM se comporte como capacitor y sea capaz de entregar potencia reactiva y de esa manera no dejar que el voltaje v_{pc} decaiga. Cuando $v_{inv} < v_{pc}$ el STATCOM se comporta como reactor, absorbiendo potencia reactiva, en este caso el STATCOM absorbería la potencia reactiva necesaria que está haciendo que v_{pc} se incremente. Cuando $v_{inv} = v_{pc}$ no hay transferencia de potencia reactiva. La estrategia de control que se presenta se basa en mantener regulado el voltaje del bus de CD E a un valor promedio constante E_{CD} , de tal manera que a partir de este voltaje se puede obtener el voltaje de AC v_{inv} . De forma ideal v_{inv} debería de estar en fase con v_{pc} , sin embargo; es necesario un pequeño ángulo de desfase (α) para poder compensar las pérdidas del convertidor y de esa manera mantener regulado el voltaje E . Finalmente, en el punto de conexión es necesario agregar un capacitor C_f con la finalidad de filtrar los armónicos de voltaje producidos por el patrón de conmutación del convertidor. Hasta aquí es importante aclarar que si la variación de voltaje se debe a una carga que únicamente consume potencia activa, el STATCOM no podrá hacer compensación alguna, ya que solamente puede suministrar potencia reactiva.

III. MAPEO DE UNA VARIACIÓN DE VOLTAJE A SU EQUIVALENTE CANTIDAD DE POTENCIA REACTIVA

Una reducción o elevación de voltaje se puede producir antes de llegar a la subestación, es decir del lado primario del transformador. En este caso se estaría hablando de una variación directa del voltaje v_{grid} de la Fig. 1.

Por otro lado, las variaciones de voltaje también pueden ser producidas por las cargas conectadas al transformador. En la Fig. 2 se presenta un esquema que servirá de apoyo para observar cómo varía el voltaje v_{pc} dependiendo de la carga que se tenga conectada a la red. Por facilidad del análisis se despreciará el efecto de r_g .

En primer lugar se observa que una carga puramente inductiva L_L provoca un decaimiento de voltaje. Si $v_{grid} = V_p \cos(\omega t)$ entonces en el análisis en estado estacionario:

$$V_{pc} = \frac{V_p L_L}{L_L + L_g} \quad (1)$$

Dependiendo del valor de L_L será la profundidad de la caída de voltaje.

Ahora para el caso de una carga puramente capacitiva C_L , se tiene:

$$V_{pc} = \frac{V_p}{1 - \omega^2 L_g C_L} \quad (2)$$

En caso de que $\omega^2 L_g C_L < 1$ se tiene un incremento en V_{pc} , en caso contrario se tiene un decaimiento de voltaje con inversión de fase con respecto a v_{grid} .

Si ahora la carga es puramente resistiva R_L se tiene la siguiente ecuación:

$$V_{pc} = \frac{V_p R_L}{\sqrt{R_L^2 + (\omega L_g)^2}} \quad (3)$$

Se observa cómo la carga resistiva genera un decaimiento de voltaje.

Ahora se verá cómo la caída o elevación de voltaje corresponde a una cierta cantidad de potencia reactiva. Para simplificar el análisis se supone v_{pc} en fase con v_{grid} y se desprecia el valor de r_g entonces la ecuación de corriente dada por:

$$I_g = \frac{V_p - V_{pc}}{j\omega L_g} \quad (4)$$

De aquí que la potencia reactiva vista desde el punto de conexión está dada por:

$$Q = \frac{I_g V_{pc}}{2} = \frac{V_{pc} (V_{pc} - V_p)}{2\omega L_g} \quad (5)$$

Con esta ecuación, una vez que se detecta una variación del voltaje en el punto de conexión se puede saber a qué potencia reactiva corresponde dicha variación de voltaje.

Ahora se tiene que tomar en cuenta la potencia reactiva generada por el capacitor C_f (Fig.1) la cual está dada por la ecuación:

$$Q_f = \frac{V_{pc}^2 \omega C_f}{2} \quad (6)$$

De aquí que la referencia de potencia reactiva que el STATCOM debería de seguir, para poder compensar variaciones de voltaje, queda determinada por:

$$Q^* = Q - Q_f \quad (7)$$

IV. ESTRATEGIA DE CONTROL

Los objetivos de control son dos: mantener regulado el bus de CD y proporcionar la potencia reactiva para poder compensar las variaciones de voltaje suministrando la potencia reactiva necesaria a la red. La estrategia de control consiste de un lazo interno, que asegura el seguimiento de la corriente que es inyectada por el STATCOM, y de un lazo externo encargado de mantener regulado el bus de CD. El esquema se muestra en la Fig. 3.

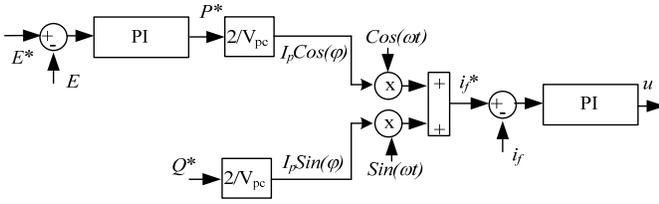


Fig. 3 Esquema de la estrategia de control para compensar sags y swells.

Para entender mejor el esquema de control, hay que observar lo siguiente, si el voltaje en el punto de conexión está dado por $v_{pc} = V_{pc} \cos(\omega t)$ y la corriente $i_f = I_p \cos(\omega t - \phi)$, donde V_{pc} e I_p son los valores pico del voltaje en el punto de conexión y de la corriente suministrada por el STATCOM, entonces la potencia instantánea está dada por:

$$p = v_{pc} i_f = V_{pc} \cos(\omega t) I_p \cos(\omega t - \phi) \quad (8)$$

$$= V_{pc} \cos(\omega t) [I_p \cos(\phi) \cos(\omega t) + I_p \sin(\phi) \sin(\omega t)]$$

De esta última ecuación se obtienen las potencias activa y reactiva, dadas de la siguiente forma:

$$P = \frac{1}{2} V_{pc} I_p \cos(\phi) \quad (9)$$

$$Q = \frac{1}{2} V_{pc} I_p \sin(\phi) \quad (10)$$

La referencia de corriente del lazo interno consta de dos partes. La primera parte corresponde a la corriente que está en fase con el voltaje en el punto de conexión, entonces, a partir de la potencia activa estimada por el lazo externo, como se muestra en la Fig. 3, y con ayuda de la ecuación (9) se genera la referencia de corriente, correspondiente a la compensación de pérdidas del convertidor, la cual ayuda a mantener regulado el bus de CD. La segunda parte de la referencia de corriente, se utiliza para compensar las variaciones de voltaje, se parte de que se conoce la referencia de potencia reactiva utilizando la ecuación (7), luego entonces, utilizando la ecuación (10) se genera esta parte de la referencia de corriente.

V. DIMENSIONAMIENTO DE LA BOBINA Y DEL CAPACITOR DEL STATCOM

Para dimensionar los elementos del STATCOM se toma como base la máxima potencia reactiva Q_{max} que éste tiene que manejar para poder compensar variaciones de voltaje en el punto de conexión. Q_{max} se puede obtener de la ecuación (5). Si se considera que las variaciones son generadas directamente por v_{grid} y no por una carga, entonces se ubica un voltaje pico deseado en el punto de conexión V_{pcd} , también es posible hacer que el voltaje pico de red V_p quede en función de V_{pcd} , es decir, $V_p = aV_{pcd}$. Si $a > 1$ se trata de una elevación de voltaje, para $0 < a < 1$ se trata de un decaimiento de voltaje y si $a = 1$ no hay variación de voltaje. De aquí que podemos reescribir la ecuación (5) de la siguiente forma:

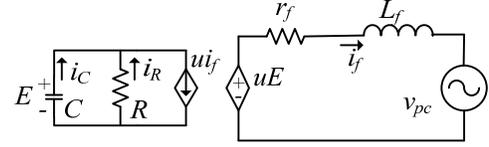


Fig. 4 Modelo promediado del STATCOM.

$$Q = \frac{V_{pcd}(V_{pcd} - aV_{pcd})}{2\omega L_g} = \frac{V_{pcd}^2(1-a)}{2\omega L_g} \quad (11)$$

La máxima potencia reactiva debe ser tomada como función de un decaimiento de voltaje o de la máxima profundidad de un *sag* que se desee compensar ya que es donde se puede presentar el problema de la descarga del capacitor del bus de CD. Es importante aclarar que no se puede hacer un diseño para un decaimiento del 100% ya que no habría forma de mantener cargado el capacitor del bus de CD. Llamemos a_{wc} al factor para el peor caso de *sag* al que se quiere diseñar el STATCOM y para el cual se tendría la máxima potencia reactiva, tomando en cuenta lo anterior la máxima potencia reactiva queda dada como:

$$Q_{max} = \frac{V_{pcd}^2(1-a_{wc})}{2\omega L_g} \quad (12)$$

Para obtener el valor de la inductancia de acoplamiento del STATCOM es necesario que la potencia reactiva se escriba como función de L_f . Para ello se puede tomar como base el modelo promediado del convertidor mostrado en la Fig. 4. E es el voltaje del bus de CD el cual consta de un valor promedio E_{CD} y un rizo con amplitud ΔE ; $u = m \cos(\omega t - \alpha)$ donde m es el índice de modulación y su valor se encuentra entre 0 y 1.

Despreciando el valor de r_f y considerando que $v_{pc} = V_{pc} \cos(\omega t)$ e $i_f = I_p \cos(\omega t - \phi)$, se tiene que la potencia reactiva vista desde el punto de conexión está dada en función de la corriente por:

$$Q = \frac{V_{pc} I_p \sin(\phi)}{2} \quad (13)$$

Y también está dada en función del voltaje de salida del convertidor por:

$$Q = \frac{V_{pc}(V_{pc} - mE_{CD} \cos(\alpha))}{2\omega L_f} \quad (14)$$

Aquí es importante aclarar que para que el STATCOM maneje la misma cantidad de potencia reactiva cuando trabaja como reactor como cuando trabaja como capacitor, es necesario que el voltaje promedio del bus de CD sea el doble del voltaje pico del voltaje en el punto de conexión, es decir; $E_{CD} = 2V_{pc}$. Por otro lado se sabe que el ángulo α necesario para compensar las pérdidas es pequeño de tal manera que únicamente para propósitos de dimensionar la bobina una buena aproximación es hacer $\alpha = 0$. Con estas consideraciones se puede reescribir la ecuación (10) como sigue:

$$Q = \frac{V_{pc}(V_{pc} - 2mV_{pc})}{2\omega L_f} = \frac{V_{pc}^2(1-2m)}{2\omega L_f} \quad (15)$$

El valor de la potencia reactiva varía con el índice de modulación y se tiene un máximo y un mínimo de potencia reactiva que son iguales en magnitud. Para dimensionar la bobina se toma el valor absoluto de la máxima potencia reactiva cuando $m = 1$ y el valor de la bobina queda como:

$$L_f = \frac{V_{pc}^2}{2\omega Q_{\max}} \quad (16)$$

Para dimensionar el capacitor del bus de CD se toma como base el rizo de voltaje y la máxima potencia reactiva. De la Fig. 3 se escribe la siguiente ecuación de corriente.

$$ui_f = i_c + i_r \quad (17)$$

Ahora se hacen las siguientes consideraciones, las cuales permiten una buena aproximación para el cálculo del valor del capacitor del bus de CD. Se considera que $u \approx m \cos(\omega t)$ ya que $\alpha \approx 0$ y debido a la operación del STATCOM la corriente i_f está en cuadratura con u , es decir $i_f \approx I_p \text{Sen}(\omega t)$, también se sabe que $i_c \gg i_r$. Por tanto la ecuación (15) se puede reescribir como sigue:

$$i_c = ui_f = C \frac{dE}{dt} = m \cos(\omega t) I_p \text{Sen}(\omega t) = m I_p \text{Sen}(2\omega t) \quad (18)$$

Solucionando esta ecuación, se tiene que el voltaje E cuenta con un nivel de CD E_{CD} y un rizo al doble de la frecuencia del voltaje de red.

$$E = E_{CD} + \frac{m I_p}{4\omega C} \cos(2\omega t) \quad (19)$$

De esta última ecuación se aprecia que la amplitud pico-pico del rizo de voltaje está dado por:

$$\Delta E = \frac{2m I_p}{4\omega C} \quad (20)$$

Tomando la condición de que $E_{CD} = 2V_{pc}$ y que en la ecuación (9) $\varphi \approx 90^\circ$. La ecuación (20) se puede reescribir en términos de la máxima potencia reactiva cuando $m = 1$.

$$\Delta E = \frac{2I_p E_{CD}}{4E_{CD}\omega C} = \frac{4I_p V_{pc}}{4E_{CD}\omega C} = \frac{2Q_{\max}}{E_{CD}\omega C} \quad (21)$$

Por lo tanto el valor del capacitor se puede determinar a partir de la máxima potencia reactiva y del rizo deseado de voltaje.

$$C = \frac{2Q_{\max}}{\omega E_{CD} \Delta E} \quad (22)$$

Finalmente, para el dimensionamiento del capacitor que sirve para filtrar los armónicos de voltaje debidos al patrón de conmutación se toma en cuenta que la frecuencia de resonancia f_n quede por arriba de 60 Hz pero por debajo de la frecuencia de conmutación, esto es porque se trata de un filtro LC donde la entrada es v_{inv} y la salida v_{pc} , ver Fig. 1. Se puede tomar el criterio de una década debajo de la frecuencia de conmutación. Por tanto el valor del capacitor a partir de de la frecuencia de resonancia ω_n queda como:

$$C_f = \frac{1}{\omega_n^2 L_f} = \frac{1}{(2\pi f_n)^2 L_f} \quad (23)$$

TABLA I.

PARÁMETROS DEL STATCOM.

Parámetro	Valor
Q_{\max}	500 kVAR
v_{grid}	622 V _{pico} @ 60 Hz
E_{CD}	1244 V
L_g	170 uH
L_f	680 uH
C	13mF;
C_f	33uF;
Pérdidas (R)	1000Ω
Frec. conmutación	4.8kHz
PI Current loop (K_p, T_i)	0.003, 0.0001seg
PI Voltage loops (K_p, T_i)	2000, 0.1seg

VI. RESULTADOS EN SIMULACIÓN

Para evaluar la capacidad del STATCOM en compensación de variaciones de voltaje, se han llevado a cabo una serie de pruebas en simulación. Estas simulaciones están basadas en un transformador de las siguientes características: capacidad 500 kVA, 13.2 kV/440 V, 60 Hz, $Z=5.16\%$, $X/R=8$.

A. Resultados para variaciones de voltaje debidas a v_{grid}

La Tabla I muestra los parámetros utilizados en estas simulaciones donde los elementos del STATCOM se han dimensionado para una profundidad de un *sag* del 25% y un rizo máximo de tensión en el bus de CD, del 20%. La técnica de modulación por ancho de pulso es la que se utilizó para estas pruebas. Para el capacitor del filtro (C_f) se ha calculado una potencia reactiva $Q_f = 2407$ VAR, esto para un voltaje deseado $V_{pcd} = 622V$, es importante que en la referencia de potencia reactiva se reste esta cantidad de Q_f como lo indica la ecuación (7).

La detección del *sag* o del *swell* se ha llevado a cabo mediante una división entre el voltaje deseado y el voltaje en la red. Esto implicaría tener un sensor de voltaje en el lado del primario del transformador y generar un voltaje deseado que esté perfectamente en fase con este voltaje. Al pasar por el cruce por cero habría una división por cero, para evitar esto no se lleva a cabo la división en una región alrededor de cero, en lugar de eso se conserva el resultado previo antes de entrar a dicha región, esta región se determina considerando que tan cerca de cero es importante detectar el *sag* o el *swell*, en este caso se tomó un rango de +/- 1V alrededor de cero, recordando que el valor pico nominal del voltaje de red está en 622 V.

En la Fig. 5 muestra la compensación de un *sag* del 21% de profundidad con una duración de 0.4 segundos y que comienza en 0.52 segundos y termina en 0.82 segundos. La primera gráfica de esta figura muestra la estabilización del voltaje en el bus de CD en 1244 V. La segunda gráfica muestra el voltaje de red v_{grid} , donde se muestra el *sag*. Y la tercera gráfica muestra el voltaje en punto de conexión (v_{pc}) con el *sag* ya compensado.

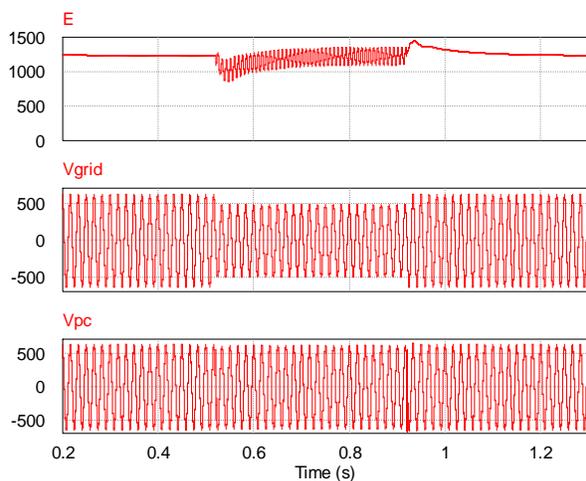


Fig. 5 Voltaje de CD (E), voltaje de red (v_{grid}), y voltaje en el punto de conexión (v_{pc}), cuando se compensa un sag del 21% y de duración 0.4 seg.

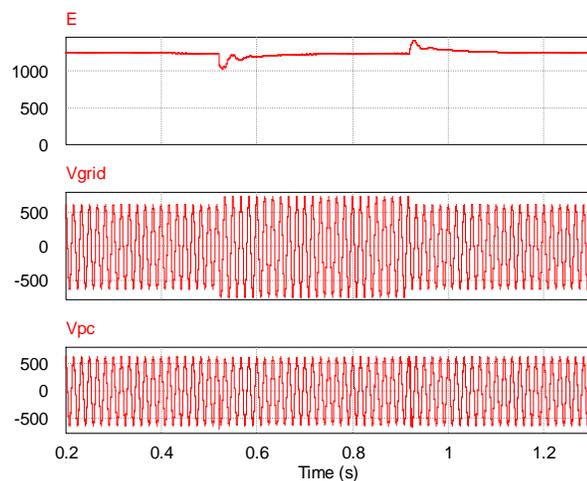


Fig. 7 Voltaje de CD (E), voltaje de red (v_{grid}), y voltaje en el punto de conexión (v_{pc}), cuando se compensa un swell del 21% y de duración 0.4 seg.

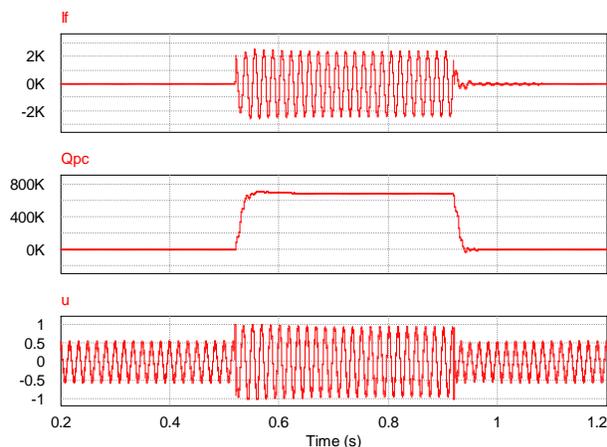


Fig. 6 Corriente inyectada por el STATCOM (i_f), potencia reactiva medida en el punto de conexión (Q_{pc}), señal de control (u), cuando se compensa un sag del 21% y de duración 0.4 seg.

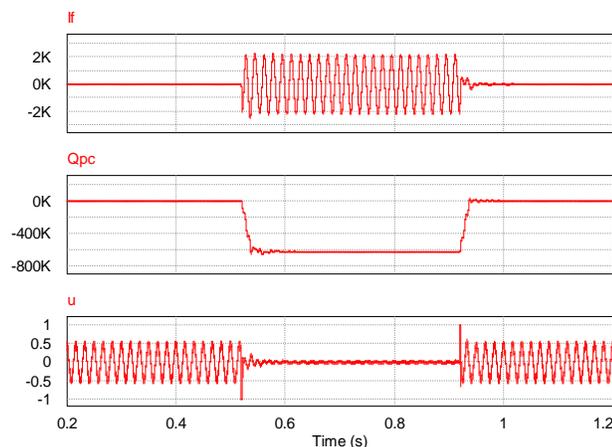


Fig. 8. Corriente inyectada por el STATCOM (i_f), potencia reactiva medida en el punto de conexión (Q_{pc}), señal de control (u), cuando se compensa un swell del 21% y de duración 0.4 seg.

En la Fig. 6 se presenta la corriente que el STATCOM debe inyectar a la red para poder compensar el sag, muestra la cantidad de potencia reactiva, medida en el punto de conexión, que es necesaria demandarle al transformador, y muestra la señal de control.

Las Figuras 7 y 8 muestran las mismas señales que en las gráficas de las figuras 5 y 6, sólo que en este caso se trata de un swell del 21% con una duración de 0.4 segundos.

Es importante mencionar que aún cuando se observó que la compensación del sag y del swell se realizó de forma adecuada, la cantidad de potencia reactiva para lograr dicha compensación es muy grande. Como se puede observar en las gráficas, para compensar dichas variaciones de voltaje se necesita una potencia reactiva que sobrepasa la capacidad de potencia del transformador, de aquí que ni siquiera se pudiera hablar de compensar variaciones en el voltaje de red de mayor profundidad. Por lo anterior, este esquema sería adecuado para compensar variaciones de voltaje de muy poca profundidad. Sólo por dar un ejemplo, si el transformador tiene un capacidad

nominal S_{NOM} y ya está sirviendo a una carga de capacidad del 90% ($0.9S_{NOM}$) respecto de la capacidad del transformador, entonces sólo se tiene el 10% de capacidad del transformador para que el STATCOM pueda hacer compensación de sags y swells debidos a variaciones de voltaje en el primario del transformador. Para el transformador que se está utilizando en este trabajo, sólo se tendría la capacidad de compensar un sag o un swell del 1.6%. Sin embargo también es importante aclarar que si el valor de L_g fuera más grande, lo cual es factible si se toma en cuenta la inductancia del cable que hay entre el transformador donde se está llevando a cabo la compensación y la subestación que alimenta dicho transformador, entonces se tendría la capacidad de compensar variaciones de voltaje de mayor profundidad con menos inyección de potencia reactiva como se puede verificar en la ecuación (29).

B. Resultados para variaciones de voltaje debidas a las cargas reactivas en el punto de conexión

A continuación se presentan resultados cuando se genera un sag del 16% debido a la conexión de un reactor $L_L = 1mH$, ver la

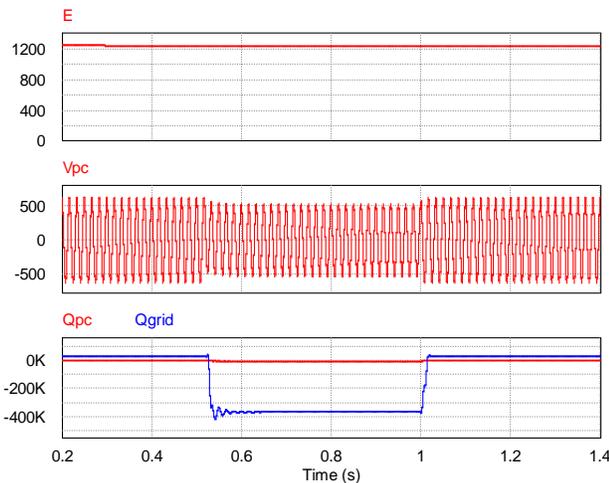


Fig. 9 Voltaje en el bus de CD (E), voltaje en el punto de conexión (V_{pc}), potencia reactivas medidas del lado izquierdo de la carga (Q_{pc}) y del lado derecho (Q_{grid}); cuando sucede un sag y este no está siendo compensado.

ecuación (1). Se tienen dos grupos de gráficas, en la Fig. 9 se muestran resultados sin compensar el sag que ocurre en 0.52 segundos y termina en 1 segundo; en la Fig 10 se muestran los resultados cuando el STATCOM está compensando dicho sag.

En este caso, la detección del sag se lleva a cabo con un sensor de corriente en la carga que sirve el transformador, esta corriente sensada se pasa por un bloque de procesamiento que realiza la transformación DQ monofásica, con la finalidad de tener únicamente la componente reactiva de corriente y la cual pasa a ser directamente la referencia de corriente necesaria para compensar el sag.

En la primera gráfica de la Fig. 9 se tiene el voltaje del bus de CD regulado, el STATCOM está únicamente regulando el bus de CD pero sin compensar potencia reactiva. Se puede observar en la segunda gráfica que en 0.52 segundos se conecta el reactor y genera un sag en el punto de conexión. En la tercera gráfica se observa la potencia reactiva que el reactor demanda a la red (Q_{grid}) y la potencia que el STATCOM suministra al punto de conexión (Q_{pc}).

En la Fig. 10 el STATCOM está habilitado para compensar potencia reactiva. En la primera gráfica se muestra la regulación del bus de CD, después de 0.52 segundos hay un cambio en el tamaño del rizo ya que ahora el STATCOM sí está compensando. En la segunda gráfica se tiene el voltaje en el punto de conexión y se nota que a partir de 0.52 segundos se realiza la compensación del sag, se puede observar que se lleva alrededor de tres ciclos en hacer la compensación. Finalmente en la tercera gráfica se observa que la potencia reactiva demanda a la red (Q_{grid}) es cercana a cero mientras que ahora el que se encarga de suministrar la potencia reactiva a la carga es el STATCOM (Q_{pc}).

De acuerdo a estos últimos resultados, se observa que el STATCOM compensa variaciones de voltaje debidas a las cargas y a la vez reduce la demanda de potencia reactiva a la red. Sin embargo, es importante aclarar que el STATCOM sólo compensa potencia reactiva y en caso de que un sag se deba principalmente a una carga que consume potencia activa, el STATCOM no será capaz de compensar un sag de esta naturaleza. En términos generales, si un sag es originado por un conjunto de cargas que absorben tanto potencia activa como reactiva, el STATCOM sólo

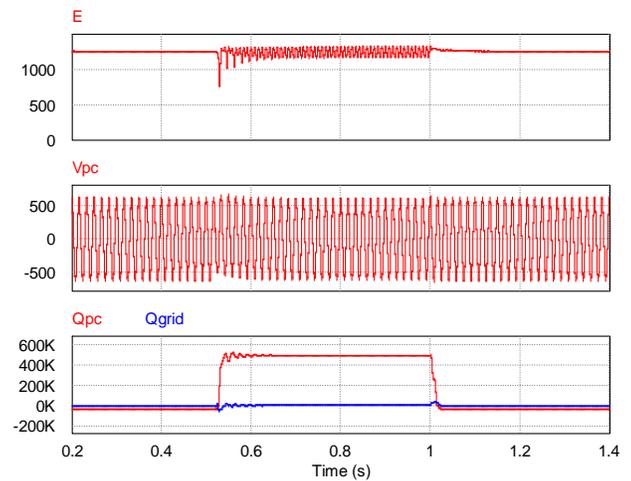


Fig. 10 Voltaje en el bus de CD (E), voltaje en el punto de conexión (V_{pc}), potencia reactivas medidas del lado izquierdo de la carga (Q_{pc}) y del lado derecho (Q_{grid}); cuando sucede un sag y éste está siendo compensado.

estará en condiciones de compensar la parte del sag que corresponde a la potencia reactiva.

VII. CONCLUSIONES

En este artículo se hace una evaluación de la capacidad que tiene el STATCOM para compensar variaciones de voltaje en la red. Se ha visto que cuando un sag o swell proviene del lado del primario, el STATCOM demandaría mucha potencia reactiva al transformador, de tal manera que sólo sería factible compensar variaciones relativamente pequeñas, sin embargo, si se considera la inductancia del cable que hay entre el transformador en cuestión y la subestación que alimenta dicho transformador, se puede incrementar la capacidad de compensación del STATCOM. Por otro lado, las variaciones de voltaje, debidas a cargas conectadas en el secundario, pueden ser compensadas, además de que se libera al transformador de suministrar la potencia reactiva demandada por la carga que provocó dicha variación del voltaje. Con lo anterior, se contribuye al estudio del STATCOM, poniendo en evidencia a algunas de las limitaciones y ventajas a la hora de usar esta tecnología en la compensación de variaciones de voltaje.

REFERENCIAS

- [1] Dragan Jovicic and Ronny Sternberger, "Frequency-Domain Analytical Model for a Cascaded Multilevel STATCOM", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 23, No. 4, October 2010, pp. 2139-2147.
- [2] Chaiyut Sumpavakup, and Thanatchai Kulworawanichpong, "Distribution Voltage Regulation Under Three-Phase Fault by Using D-STATCOM", World Academy of Science, Engineering and Technology 47 2008, pp. 238-242.
- [3] Ahmed M. Massoud, Shehab Ahmed, Prasad N. Enjeti, and Barry W. Williams, Ahmed M. "Evaluation of a Multilevel Cascaded-Type Dynamic Voltage Restorer Employing Discontinuous Space Vector Modulation" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 7, July 2010, pp. 1329-1333.
- [4] B. Bae, J. Lee, J. Jeong, and B. Han, Line-Interactive Single-Phase Dynamic Voltage Restorer With Novel Sag Detection Algorithm, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 25, No. 4, October 2010.
- [5] Ebrahim Babaei, Mohammad Farhadi Kangarlu, and Mehran Sabahi, "Mitigation of Voltage Disturbances Using Dynamic Voltage Restorer Based on Direct Converters, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 25, No. 4, October 2010.



Pérez R. Javier obtuvo el título de Lic. en electrónica en la Universidad Autónoma de Puebla en 1999, el grado de Maestro en Ciencias en Ing. Electrónica en el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, en Cuernavaca Morelos, en el 2000.

Del 2000 a la fecha labora como profesor de tiempo completo en el Instituto Tecnológico de Sonora, en Ciudad Obregón, Sonora, México. Actualmente se encuentra realizando estudios de doctorado en la Universidad Autónoma de San Luis Potosí en el programa de Maestría y Doctorado en Ingeniería Eléctrica del Centro de Investigación y Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería. Sus áreas de interés son: control automático y electrónica de potencia.



Cárdenas G. Víctor obtuvo el grado de Ingeniero en Electrónica por la Universidad Autónoma de San Luis Potosí en 1992. Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica especialidad Electrónica de Potencia por el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, CENIDET en 1994. Doctor en Ciencias en Ingeniería opción Electrónica de Potencia por el CENIDET en 1999.

Desde el año 2000 tiene el nombramiento de Profesor – Investigador en la Universidad Autónoma de San Luis Potosí en el programa de Maestría y Doctorado en Ingeniería Eléctrica del Centro de Investigación y Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería, actualmente es jefe de posgrado de dicha facultad. Ha sido Profesor – Investigador en el Posgrado de Electrónica de Potencia del Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico. Ha realizado estancias de investigación en la Universidad Nacional de Educación a Distancia, España, en la Universidad de Oviedo, España y en la Universidad de Concepción, Chile. Ha desarrollado diversos proyectos de investigación relacionados con desarrollo y

vinculación tecnológica para empresas privadas y departamentos gubernamentales. Su línea de Investigación está centrada en los temas de Calidad de la Energía Eléctrica (Power Quality, FACTS, Active Filters), Sistemas de Alimentación Ininterrumpible, Variadores de velocidad para motores de corriente alterna y sistemas de electrónica de potencia.

El Dr. Cárdenas es miembro de Power Electronics Society, Industry Electronics Society, Power Engineering Society e Industrial Electronics Society de IEEE. Es socio fundador y miembro de la Sociedad Mexicana de Electrónica de Potencia.



Janeth Alcalá nació en Colima, México en 1979. Recibió el grado de Ingeniera y Maestra en Ciencias en electrónica 1996 y 2004 de la Universidad de Colima, México, y del CENIDET en Cuernavaca, Morelos, México, respectivamente.

Trabaja en la Facultad de Ingeniería Electromecánica (FIE) de la Universidad de Colima desde 2004. Actualmente está por obtener su grado de Doctorado en Ingeniería Eléctrica en la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, México. Sus principales áreas de interés son: convertidores de potencia, calidad de la energía y teoría control aplicada a convertidores de potencia.

M.C. Alcalá es miembro de la Sociedad de Electrónica Industrial, de la Sociedad Potencia y Energía y de la Sociedad de Aplicaciones industriales, todas ellas de la IEEE.



Beristáin J. José A. Obtuvo el grado de Maestro en Ciencias en el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET), y el grado de Doctor por la Universidad Politécnica de Cataluña (UPC), actualmente labora en el Instituto Tecnológico de Sonora como Maestro-Investigador de tiempo completo teniendo a cargo la responsabilidad del programa de Maestría en Ciencias de la Ingeniería, opción: Energía Eléctrica.

Un algoritmo genético para la planeación de sistemas eléctricos de distribución

Cota F. Jorge E., Rivas D. Francisco, Hernández L. Héctor y Ambrosio L. Armando

Resumen— Este artículo presenta la aplicación de un algoritmo genético para la optimización en la planeación de sistemas eléctricos de distribución (SEDs). El algoritmo fue utilizado para resolver la optimización del problema de planeación de SEDs que incluye la mejor localización y la capacidad de potencia de las subestaciones y de las líneas de distribución de manera confiable y a un mínimo costo. La minimización se representa mediante una función de costo que consiste en costos de inversión (costo fijo) y los costos de operación (costos variables) del sistema. El algoritmo genético toma en consideración las pérdidas por transmisión, caída de tensión y el número de interrupciones al año. El algoritmo fue probado en dos sistemas eléctricos de distribución. Los resultados muestran que el algoritmo genético es eficiente y apropiado para resolver el problema de planeación de sistemas eléctricos de distribución reales de pequeña y gran escala.

Palabras clave — Algoritmos genéticos, optimización, planeación de sistemas de distribución.

I. NOMENCLATURA

- f_{cost} = Función objetivo. Costo Total.
 $(FC)_s$ = Costo fijo de la subestación t que será construida con capacidad s
 $(X)_{t_s}$ = 1 si la subestación t de capacidad s se construye. De lo contrario, es igual a 0.
 I_t = Corriente a través de la subestación t
 R_t = Resistencia del transformador en la subestación t
 $(FC)_l$ = Costo fijo de la línea l que será construida con tamaño c
 $(X)_{l_c}$ = 1 si la línea l de tamaño c se construye. De lo contrario, es igual a 0.
 I_l = Corriente a través de la línea l
 R_l = Resistencia de la línea l
 C_e = Factor de costo
 PW = Factor de valor presente
 N_t = Número de subestaciones propuestas

- N_s = Número de capacidades propuestas para subestaciones.
 N_l = Número de líneas propuestas.
 N_c = Número de capacidades propuestas para líneas.

II. INTRODUCCIÓN

Un sistema eléctrico de distribución (SED) es un sistema compuesto, principalmente, por subestaciones (nodos de suministro de energía), alimentadores (líneas) y consumidores (nodos de demanda). La planeación de estos sistemas involucra ciertas tareas; uno de estas es encontrar la localización y la capacidad de las subestaciones y las líneas de distribución minimizando los costos de inversión y operación; considerando restricciones técnicas tales como configuración radial, capacidad de potencia, caída de voltaje y confiabilidad. Esta tarea es un problema con cientos de soluciones alternativas y el planeador debe encontrar la óptima. Algunos métodos han sido desarrollados para tratar con este problema [1]. En [2]-[9], se presentan algunos métodos basados en algoritmos genéticos (AG) para resolver problemas de planeación con dificultades matemáticas. Sin embargo, algunos de estos métodos han sido aplicados solo a sistemas pequeños y otros presentan un gran tiempo en la búsqueda de solución. El principal problema de estos métodos es su pobre representación de la solución candidato (solución codificada) y sus operadores genéticos (recombinación y mutación).

Un algoritmo genético consiste de una población de datos estructurados [10]. Primeramente, un AG genera de manera aleatoria una población inicial de individuos, (cromosomas). Cada individuo representa una posible solución para el problema que se está solucionando. Estas soluciones son clasificadas por una función evaluación (función aptitud, fitness en inglés), la cual asigna valores a las soluciones de acuerdo a la calidad de las mismas, de tal forma que las mejores soluciones reciben mejores valores. A estos valores se les llama valores de aptitud. La población evoluciona a través de varias iteraciones (generaciones) hacia una población que contenga la solución óptima (o una solución cercana a la óptima) para el problema. Esta evolución es generada por medio de las operaciones genéticas de selección, recombinación y mutación. En la operación de la selección, se selecciona de manera aleatoria un conjunto de individuos de la población actual para que se les aplique la operación de recombinación. Las soluciones con mejores valores de aptitud tendrán mayor probabilidad de ser seleccionados, de tal forma que en este conjunto de individuos se tendrán buenas y malas soluciones. La operación de recombinación crea nuevas soluciones (soluciones descendientes) combinando partes de dos individuos (soluciones padre); y la operación de mutación realiza pequeños cambios en un solo individuo. Después, se evalúan las nuevas soluciones y se crea una nueva población seleccionando individuos de la vieja

Manuscrito recibido el 12 de Septiembre de 2011. Este trabajo fue respaldado por el departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora.

J. E. Cota Félix hasta la fecha se ha desempeñado como Profesor Auxiliar del Instituto Tecnológico de Sonora en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora; Ave. Antonio Caso S/N Col. Villa ITSON; Ciudad Obregón, Sonora, México; C.P. 85138; C.P. 85130; Tel: (644) 4109000 (e-mail: jorge.cota@itson.edu.mx).

F. Rivas Dávalos hasta la fecha se ha desempeñado como Profesor de Tiempo Completo del Instituto Tecnológico de Morelia; Av. Tecnológico No. 1500, Morelia, Mich., México, C. P. 1500, (e-mail: frivasd2003@yahoo.co.uk).

H. Hernandez López y A. Ambrosio López hasta la fecha se han desempeñado como Profesores de Tiempo Completo del Instituto Tecnológico de Sonora en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica Instituto Tecnológico de Sonora; Ave. Antonio Caso S/N Col. Villa ITSON; Ciudad Obregón, Sonora, México; C.P. 85138; C.P. 85130; Tel: (644) 4109000, ext. 1751; Fax: (644) 4109001. (e-mail: hector.hernandez@itson.edu.mx y ambrosio.lopez@itson.edu.mx, respectivamente).

población y de las soluciones descendientes. Este proceso se realiza en cada iteración del algoritmo. El proceso es detenido por una regla predeterminada.

En este artículo se presenta un algoritmo genético para la planeación óptima de sistemas eléctricos de distribución reales de pequeña y gran escala, utilizando una representación efectiva de las soluciones candidatos y operadores especializados de cruce y mutación. El artículo está organizado de la siguiente manera. En la Sección III, se presenta el problema de planeación de SEDs. En la Sección IV se presenta el algoritmo genético. En la Sección V se presenta un caso de estudio. En la Sección VI se presentan las conclusiones.

III. FORMULACIÓN MATEMÁTICA

El problema general de planeación de SEDs, de encontrar la localización y capacidad de subestaciones y líneas para el suministro de la energía a los nodos de carga durante todo el tiempo que ésta sea demandada, es formulado minimizando la siguiente función de costo:

$$f_{cost} = \sum_{t \in N_t} \sum_{s \in N_s} \{ (FC_t)_s (X_t)_s + (Ce)(PW)(3I_t^2 R_t)_s \} + \sum_{l \in N_l} \sum_{c \in N_c} \{ (FC_l)_c (X_l)_c + (Ce)(PW)(3I_l^2 R_l)_c \} \quad (1)$$

Hay restricciones técnicas a considerar: Límites de capacidad de potencia de líneas; límites de suministro de potencia de las subestaciones; límites de caída de voltaje, configuración radial y confiabilidad.

Las pérdidas eléctricas ocurren siempre que el sistema este en operación, que generalmente significan 8760 horas por año; por consiguiente, el coeficiente de costo Ce es expresado de la siguiente manera:

$$Ce = (8760)(\text{Costo de energía})(\text{Factor de pérdida}) \quad (2)$$

FC representa el valor presente del costo fijo de la línea (que incluye la instalación, mano de obra y mantenimiento).

El costo capital es asignado al inicio en el periodo de planeación; por lo tanto, el valor presente del costo de pérdida de energía anual sobre el periodo de planeación de p años para una tasa de descuento d es determinado multiplicando por el valor del factor presente:

$$PW = \frac{(1+d)^p - 1}{d(1+d)^p} \quad (3)$$

IV. ALGORITMO GENÉTICO PROPUESTO

La estructura del algoritmo genético es como sigue:

Procedimiento: Algoritmo Genético

Inicio

$t = 0$

Generar una población inicial $P(t)$

Evaluar $P(t)$

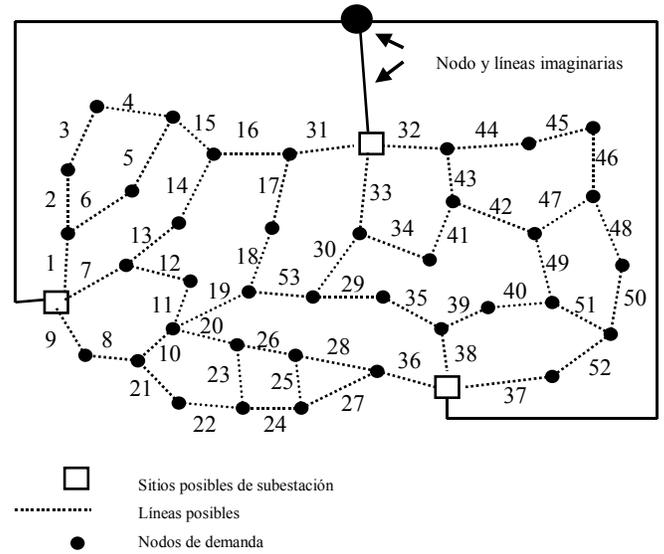


Fig. 1 Un sistema de distribución de energía para planear.

```

While ((mejor-promedio) > τ) do
inicio
  Seleccionar padres Q(t)
  Recombinación Q(t) para producir una población
  Descendiente R(t) (CRUZA)
  Modificar algunos descendientes (MUTACIÓN)
  Evaluar R(t)
  Seleccionar P(t+1) de P(t) y R(t)
  t = t + 1
end
end
    
```

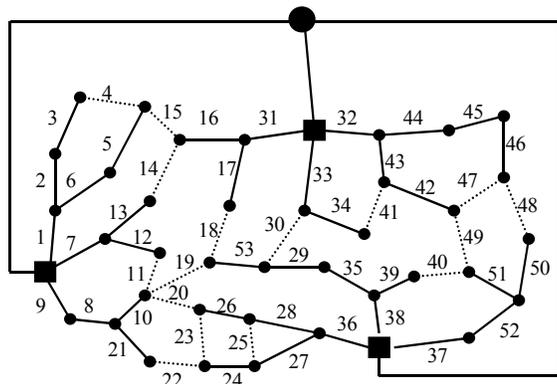
Donde *mejor* es el valor de la solución con la mejor aptitud (mínimo costo), *promedio* es la aptitud promedio de la población P y τ es un valor de tolerancia predeterminado.

A. Técnica de Codificación

La técnica de codificación para representar cada posible solución para el problema de planeación de sistemas de distribución consiste en la representación de las soluciones directamente mediante un vector que contenga las líneas que están en la solución. Por ejemplo, la Fig. 1 muestra una red de distribución con 37 nodos de demanda, 3 posibles sitios de subestaciones y 53 posibles líneas para ser escogidas. Una posible solución para esta red se codifica como un vector que contiene los números que representan las líneas que forma la solución (Fig. 2).

El nodo y las líneas imaginarias son auxiliares para poder manipular los sistemas de distribución con más de una subestación y representar los sistemas como árboles (en la teoría de grafos, un árbol es un grafo en que dos vértices o nodos cualesquiera están conectados por exactamente una sola trayectoria). El tamaño de este vector es igual al número de nodos menos 1.

B. Población inicial



Solución codificada =

{9,8,21,10,1,2,6,5,3,7,12,13,31,32,17,16,33,34,44,45,46,43,42,37,52,50,51,
38,39,36,27,28,24,26,35,29,53}

Fig. 2 Una solución codificada mediante un vector para la red de la fig. 1.

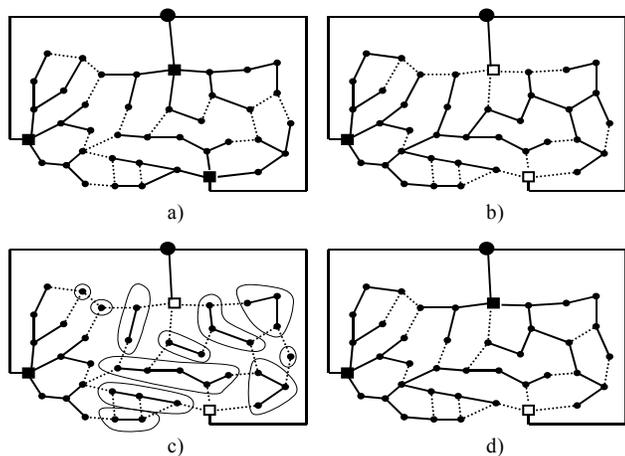


Fig. 3 Un ejemplo de una operación de recombinación. Las figuras a) y b) son las soluciones padres; la figura c) es la solución descendiente iniciada con las líneas contenidas en ambos padres; y la figura d) es la nueva solución resultante.

El AG inicia con la generación de una población inicial de soluciones. La población se genera construyendo las soluciones una a una. Una solución inicial es creada seleccionando líneas al azar e insertando una por una en el vector, comprobando que ninguna línea origine un lazo. Si una línea introduce un lazo, entonces se selecciona otra línea. El procedimiento termina cuando un árbol (*tree*) se ha construido, es decir, cuando el número de líneas insertadas en el vector es uno menor que el número de nodos. Este procedimiento siempre produce soluciones con configuración radial.

C. Operación recombinación

La operación recombinación consta de dos pasos: En el primer paso, el conjunto de líneas que existen en los dos padres solución es seleccionado para inicializar la solución nueva (solución descendiente). En el segundo paso, se seleccionan líneas aleatoriamente y de manera sucesiva del resto de las líneas que existen en cualquiera de las soluciones padres (pero no en ambas soluciones padre), para incluirlas en la nueva solución (sólo las líneas que introducen lazos no son incluidas). La Fig. 3 muestra un ejemplo de una operación de recombinación de la red de la

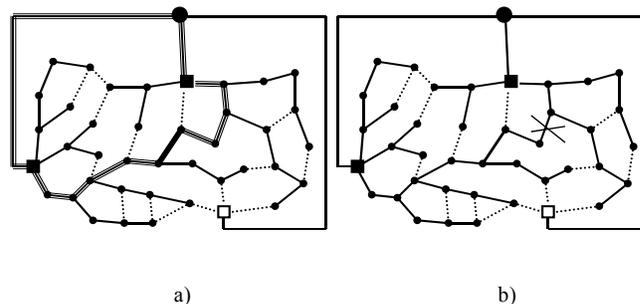


Fig. 4 Un ejemplo de operación mutación para la descendencia de la figura 3. En la figura a) la línea 30 (línea más oscura) es insertada y en la figura b) la línea 41 es eliminada.

Fig. 1. Las Fig. 3a) y 3b) son las soluciones padres P1 y P2, respectivamente. La Figura 3c) es la nueva solución descendiente inicializada con las líneas que figuran en ambos padres. En esta fase, el descendiente tiene desconectados componentes. En el segundo paso, los componentes desconectados son conectados seleccionado de manera aleatoria las líneas contenidas en algunas de las dos soluciones P1 ó P2; como se muestra en la Figura 3d). Esta operación siempre produce soluciones con configuración radial.

El operador recombinación sólo produce soluciones descendientes legales con subestructura de sus padres; resolviendo el problema con baja hereditabilidad y topología impráctica.

D. Operación mutación

La operación mutación se describe de la siguiente manera (ver Fig. 4): En primer lugar, una línea posible que no se encuentre en la solución es seleccionada al azar e insertada en la solución; por ejemplo, en la Figura 4a), la línea 30 (línea más oscura) se inserta. Un lazo se formará con esta acción para que, en un segundo paso, se seleccione de manera aleatoria una línea de las que están formando el lazo, (excluyendo la nueva línea insertada y las líneas imaginarias), y la elegida se elimina de la solución. En la Figura 4b), la línea 41 se elimina. De esta forma, la solución vuelve a recuperar su configuración radial.

E. Funciones penalización y aptitud

El problema de planeación redes de distribución consiste en determinar una red con el mínimo costo que cumplan las restricciones de radialidad, caída de voltaje, de capacidad e índices de confiabilidad. La restricción de radialidad se cumple con los operadores genéticos de cruce y mutación que siempre están verificando que la formación de la nueva solución tenga configuración radial. Las otras restricciones son verificadas con el cálculo de flujo de potencia y análisis de confiabilidad. Las soluciones que no cumplen con las restricciones de caída de voltaje, de capacidad e índices de confiabilidad, son penalizadas por medio de una función de penalización. Por lo tanto, la función aptitud se formula de la siguiente manera:

Función aptitud = Función objetivo + Función penalización

$$= \frac{f_{\text{cost}}}{M} + \text{Función penalización} \quad (4)$$

La función de penalización es definida como sigue:

$$Funci\acute{o}n\ de\ penalizaci\acute{o}n = \alpha * s(tree) + \beta * l(tree) + \gamma * v(tree) + w1 * SAIFI(tree) + w2 * SAIDI(tree) \quad (5)$$

donde

$$s(tree) = \frac{\text{N\acute{u}mero de subestaciones arriba del l\acute{i}mite de capacidad}}{\text{N\acute{u}mero de subestaciones en la soluci\acute{o}n}}$$

$$l(tree) = \frac{\text{N\acute{u}mero de l\acute{i}neas arriba del l\acute{i}mite de capacidad}}{\text{N\acute{u}mero de l\acute{i}neas en la soluci\acute{o}n}}$$

$$v(tree) = \frac{\text{N\acute{u}mero de nodos arriba/abajo del l\acute{i}mite de voltaje}}{\text{N\acute{u}mero de nodos}}$$

SAIFI(tree) = \acute{I}ndice de frecuencia de interrupci\acute{o}n promedio del sistema

SAIDI(tree) = \acute{I}ndice de duraci\acute{o}n de interrupci\acute{o}n promedio del sistema

La funci\acute{o}n de penalizaci\acute{o}n es igual a cero si la soluci\acute{o}n es factible; de lo contrario, \acute{e}sta ser\acute{a} mayor que cero. SAIFI y SAIDI son \acute{I}ndices de confiabilidad, que representan el n\acute{u}mero de interrupciones y duraci\acute{o}n de las interrupciones al a\~{n}o en el sistema, respectivamente.

Los coeficientes $\alpha, \beta, \gamma, w1$ y $w2$ se ajustar\acute{a} de acuerdo con el grado de violaci\acute{o}n de las restricciones. La constante M se utiliza para hacer los valores de la funci\acute{o}n aptitud menores a uno. Esta constante puede ser del orden del costo m\acute{a}ximo de la red.

F. Mecanismos de selecci\acute{o}n

El mecanismo de selecci\acute{o}n utilizado en este algoritmo gen\acute{e}tico es la t\acute{e}cnica de selecci\acute{o}n de torneo. Este esquema de selecci\acute{o}n consiste en la selecci\acute{o}n aleatoria de un n\acute{u}mero k de individuos de la poblaci\acute{o}n y escoger la mejor soluci\acute{o}n de este conjunto para la recombinaci\acute{o}n. Este procedimiento se repite hasta que se tenga completo el conjunto de soluciones para la recombinaci\acute{o}n. El n\acute{u}mero de individuos k en la selecci\acute{o}n aleatoria se le llama tama\~{n}o del torneo. Un tama\~{n}o de torneo t\acute{i}pico es de 2.

La tasa de recombinaci\acute{o}n indica el n\acute{u}mero de individuos que son seleccionados de la poblaci\acute{o}n para la recombinaci\acute{o}n. Por ejemplo, para un tama\~{n}o de poblaci\acute{o}n igual a 100 y una tasa de recombinaci\acute{o}n igual a 0.30 (30%), el n\acute{u}mero de individuos seleccionados para la recombinaci\acute{o}n es de 30 (0.3 * 100). La tasa de mutaci\acute{o}n indica el n\acute{u}mero de soluciones descendientes a seleccionar para la mutaci\acute{o}n.

El procedimiento utilizado en el algoritmo para construir la nueva poblaci\acute{o}n en cada generaci\acute{o}n consiste en seleccionar individuos de la poblaci\acute{o}n vieja y la descendiente (las mejores soluciones son seleccionadas). Con este procedimiento, el algoritmo para cuando la diferencia entre la aptitud promedio de la poblaci\acute{o}n y la aptitud de la mejor soluci\acute{o}n es menor que un valor de tolerancia asignado.

V. CASO DE ESTUDIO

El algoritmo gen\acute{e}tico fue probado en dos sistemas de distribuci\acute{o}n. Las pruebas se hicieron utilizando una PC de 1.83 GHz con 1 GB de RAM, Windows XP y un compilador MatLab 7.5.

TABLA I.
DATOS DE DEMANDA DE POTENCIA DEL SISTEMA PARA EL CASO I.

N\acute{u}m.	Nodo	Carga (MVA) _{3\phi}	Factor de potencia	Cientes
1	2	2	0.8	1
2	3	5	0.8	5
3	4	3	0.8	2
4	5	4	0.8	4
5	6	3	0.8	2
6	7	3	0.8	2
7	8	5	0.8	5
8	9	6	0.8	5
9	10	5	0.8	5

TABLA II.
DATOS DEL CONDUCTOR DEL SISTEMA PARA EL CASO I.

Tipo	Resistencia (Ω/km)	Reactancia (Ω/km)	Capacidad (Amper)	Costo de inversi\acute{o}n (Millones/km)
1	0.3432	0.1425	209	0.04

TABLA III.
DATOS DE L\acute{I}NEAS DEL SISTEMA PARA EL CASO I.

N\acute{u}m.	L\acute{i}nea N _i -N _j	Longitud (km)	Tasa de falla	Tiempo de reparaci\acute{o}n (horas)
1	1-2	11.0	1.1	1
2	1-3	12.0	1.2	1
3	1-5	13.0	1.3	1
4	1-7	10.0	1.0	1
5	1-10	1.0	0.1	1
6	2-10	10.0	1.0	1
7	2-3	10.0	1.0	1
8	2-5	8.0	0.8	1
9	2-6	16.0	1.6	1
10	2-4	16.0	1.6	1
11	2-7	14.0	1.4	1
12	7-8	12.0	1.2	1
13	10-9	17.0	1.7	1
14	3-4	15.0	1.5	1
15	5-6	14.0	1.4	1
16	1-9	16.0	1.6	1

A. Caso I. Un sistema de peque\~{n}a escala

En este caso, el sistema a planear se muestra en la Fig. 5 y los datos generales del problema se presentan en la Tabla I, II y III. El problema es seleccionar las rutas \acute{o}ptimas de las l\acute{i}neas para suministrar potencia a los nodos de demanda bajo las restricciones de violaci\acute{o}n de los l\acute{i}mites de capacidad de potencia de las l\acute{i}neas, l\acute{i}mites de ca\cdida de tensi\acute{o}n y bajos \acute{I}ndices de confiabilidad.

Para este caso de estudio se consideraron los siguientes valores de los coeficientes de penalizaci\acute{o}n: $\alpha = 0, \gamma = 1, \beta = 1, w1 = 0.2, w2 = 0.8$.

En la Fig. 6 se muestra la mejor configuraci\acute{o}n encontrada por el algoritmo gen\acute{e}tico. El costo total de la soluci\acute{o}n es 43.101 Millones: costo de fijo, \$42.8 Millones; costo variable, \$ 0.301 Millones. Esta soluci\acute{o}n presenta la siguiente confiabilidad: SAIFI = 3.8329 y SAIDI = 0.3120.

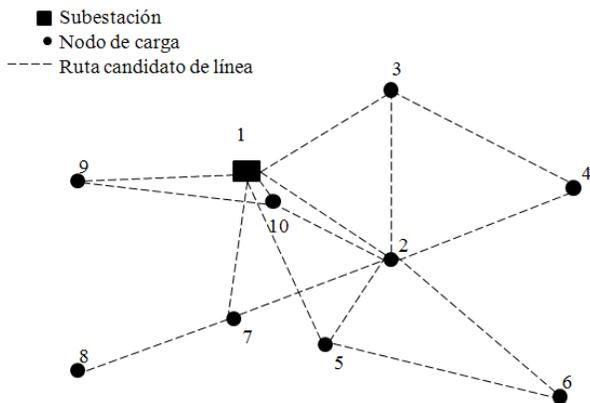


Fig. 5 Sistema eléctrico de distribución para el caso 1.

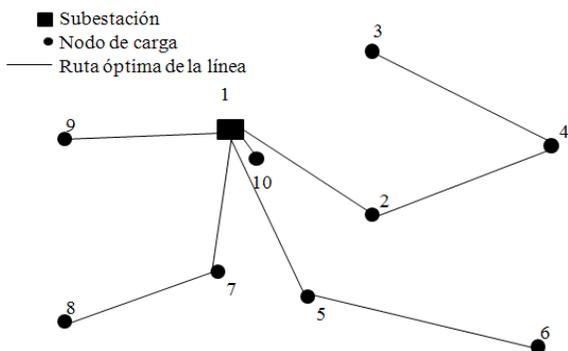


Fig. 6 Solución del sistema eléctrico de distribución para el caso 1.

TABLA IV. DATOS DE DEMANDA DE POTENCIA DEL SISTEMA PARA EL CASO 2.

No.	Nodo	Carga (MVA _{3φ})	Clientes	No.	Nodo	Carga (MVA _{3φ})	Clientes
1	16	256	630	34	59	250	326
2	17	1000	159	35	61	1442	518
3	18	583	39	36	62	1000	607
4	19	610	857	37	63	860	481
5	20	583	329	38	65	36	39
6	21	215	856	39	66	1063	764
7	23	112	392	40	67	250	832
8	24	361	157	41	69	2408	978
9	25	430	836	42	70	250	392
10	26	242	218	43	71	224	806
11	27	1360	561	44	72	1000	583
12	28	512	387	45	73	117	156
13	29	361	612	46	74	117	879
14	30	378	387	47	75	22	345
15	31	397	568	48	76	22	631
16	33	36	734	49	77	256	295
17	34	732	658	50	78	58	634
18	36	22	265	51	79	58	402
19	37	22	783	52	80	117	151
20	38	239	206	53	81	122	738
21	39	384	532	54	82	2220	471
22	40	361	976	55	83	233	653
23	42	538	587	56	84	22	897
24	43	2385	198	57	85	22	57
25	44	244	713	58	87	335	934
26	45	616	618	59	88	610	29
27	46	104	56	60	89	806	653
28	47	538	731	61	90	1562	423
29	50	1531	387	62	91	424	450
30	51	350	784	63	92	532	432
31	53	58	87	64	93	54	87
32	55	538	531	65	94	54	132
33	58	2500	630	66	95	51	753

TABLA V. DATOS DEL CONDUCTOR DEL SISTEMA PARA EL CASO 2.

Tipo	Resistencia (Ω/km)	Reactancia (Ω/km)	Costo de inversión (Millones/km)
1	0.0243	0.0828	0.04

TABLA VI. DATOS DE LÍNEAS DEL SISTEMA PARA EL CASO 2.

Num.	Línea N _i -N _j	Longitud (km)	Capacidad (MVA _{3φ})	Tasa de falla	Tiempo de reparación (horas)
1	1-2	0	120	0.34	8
2	1-3	0	748	0.39	2
3	1-4	0	463	0.76	8
4	1-5	0	334	0.98	3
5	1-6	0	851	0.87	3
6	1-7	0	358	0.97	9
7	1-8	0	843	0.29	6
8	1-9	0	454	0.98	7
9	1-10	0	653	0.47	4
10	1-11	0	365	0.34	9
11	1-12	0	438	0.24	9
12	2-13	10	342	0.87	4
13	13-14	2.7	283	0.2	3
14	14-15	2.7	654	0.67	2
15	15-16	1.62	543	0.8	6
16	16-17	3.23	753	0.47	3
17	17-18	1.62	981	0.65	9
18	18-19	3.23	536	0.49	1
19	19-20	2.16	540	0.94	3
20	20-21	5.39	648	0.73	4
21	3-22	8	290	0.61	3
22	22-23	8.63	498	0.31	6
23	23-24	9.7	437	0.3	9
24	24-25	3.77	658	0.74	2
25	25-26	8.63	964	0.53	9
26	26-27	1.62	163	0.48	2
27	27-28	1.67	643	0.3	9
28	28-29	4.31	768	0.43	2
29	28-30	9.7	318	0.76	5
30	28-31	4.31	340	0.97	3
31	4-32	9.33	645	0.3	9
32	32-33	22.1	230	0.76	5
33	33-34	2.16	343	0.64	3
34	34-35	1.67	498	0.46	9
35	35-36	1.62	754	0.6	1
36	36-37	1.08	453	0.87	4
37	37-38	4.31	109	0.45	3
38	38-39	9.7	298	0.64	3
39	39-40	1	739	0.24	5
40	5-41	10.33	734	0.47	7
41	41-42	5.33	629	0.83	6
42	42-43	2	254	0.39	8
43	43-44	5.39	769	0.13	8
44	44-45	5.39	624	0.53	9
45	45-46	3.77	860	0.4	9
46	46-47	12.94	454	0.92	4
47	6-48	13.33	530	0.72	6
48	48-49	1.33	453	0.2	9
49	49-50	2.33	640	0.3	2
50	50-51	2	451	0.39	4

El algoritmo fue probado en este problema con diferentes combinaciones de operadores genético y tamaño de poblaciones, encontrando la mejor solución con una tasa de mutación y recombinación de 0.8, y con una población de 40. En el siguiente

TABLA VI. (CONTINUACIÓN)
DATOS DE LÍNEAS DEL SISTEMA PARA EL CASO 2.

Num.	Línea N_i-N_j	Longitud (km)	Capacidad (MVA) _{3φ}	Tasa de falla	Tiempo de reparación (horas)
51	7-52	2	615	0.35	2
52	52-53	7.01	682	0.93	1
53	53-54	5	974	0.38	5
54	54-55	9	791	0.65	3
55	55-56	2	983	0.6	5
56	56-57	3	940	0.37	5
57	57-58	2.33	160	0.59	1
58	58-59	1.08	382	0.5	4
59	8-60	3.23	398	0.5	9
60	60-61	14.02	380	0.18	6
61	61-62	1.08	534	0.9	8
62	61-63	3.23	676	0.49	8
63	9-64	2	370	0.92	6
64	64-65	1.62	439	0.87	6
65	65-66	5.39	987	0.38	7
66	66-67	9.7	269	0.4	7
67	10-68	8.09	390	0.67	4
68	68-69	5.39	983	0.47	9
69	69-70	5.39	287	0.98	7
70	70-71	1.08	649	0.83	7
71	71-72	7.01	928	0.73	9
72	72-73	2.16	879	0.38	7
73	73-74	20.49	987	0.98	7
74	74-75	1.62	293	0.27	9
75	75-76	1.62	837	0.96	8
76	76-77	8.09	579	0.87	5
77	77-78	8.63	987	0.26	9
78	11-79	2.33	872	0.98	7
79	79-80	4.31	928	0.73	8
80	80-81	10.24	950	0.67	5
81	81-82	2	987	0.64	9
82	82-83	5.39	590	0.98	1
83	76-84	3.23	292	0.87	6
84	84-85	8.63	459	0.87	6
85	12-86	4.67	598	0.76	4
86	86-87	2.16	952	0.8	9
87	87-88	2.16	769	0.87	5
88	88-89	6.47	986	0.27	5
89	89-90	1.62	875	0.89	6
90	90-91	7.01	759	0.82	7
91	91-92	9.7	598	0.76	4
92	92-93	6.47	598	0.75	9
93	92-94	8.09	878	0.95	1
94	94-95	5.39	328	0.75	4
95	21-26	5.39	793	0.26	7
96	28-36	5.39	534	0.21	3
97	60-64	5.39	947	0.29	1
98	59-61	14.02	342	0.3	9
99	51-62	18.87	365	0.4	3
100	63-89	22.1	673	0.54	8
101	80-87	3.77	219	0.65	4
102	47-91	3.23	321	0.98	3
103	70-82	2.16	395	0.47	8

caso de estudio se muestra un análisis detallado en la utilización de los operadores genéticos.

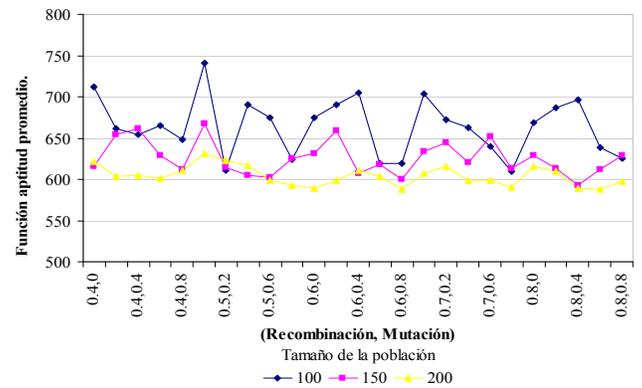


Fig. 7. Soluciones de la función aptitud promedio encontradas en 10 corridas para el sistema del caso 2.

B. Caso 2. Un sistema de gran escala.

El algoritmo fue probado en un sistema de gran escala. El sistema tiene 95 nodos con 1 subestación, 11 líneas existentes y 96 rutas posibles para conectar los nodos. En la Tablas IV, V y VI se muestran los datos generales para este caso de estudio.

Para este caso de estudio se utilizaron los mismos coeficientes de penalización que el caso anterior.

En este caso de estudio el algoritmo genético fue probado con diferentes combinaciones de los parámetros de mutación, recombinación y tamaño de población. Para cada combinación de parámetros se utilizaron 3 tamaños de población, se realizaron 10 corridas. La Fig. 7 presenta la aptitud promedio de las soluciones obtenidas por el programa en 10 corridas. Las Fig. 8 y 9 muestran el número de iteraciones promedio y el tiempo promedio, respectivamente.

En la Tabla VII se muestran las rutas óptimas seleccionadas por el AG. La solución óptima presenta un costo total de \$ 176.6123 Millones: costo de fijo, \$169.5294 Millones; costo variable, \$ 3.0829 Millones, con un SAIFI = 1.461 y SAIDI = 1.822.

En la Fig. 7 se puede observar que el algoritmo sigue un cierto patrón. Para cada tamaño de población y tasa de recombinación, el algoritmo da la peor función aptitud promedio con una tasa de mutación igual a cero, mientras que con una tasa de mutación de 0.8, el algoritmo da la mejor aptitud promedio. Y la calidad de la solución se incrementa cuando se eleva la tasa de mutación y el tamaño de la población. Incrementando la tasa de mutación se intensifica la actividad de búsqueda local ayudando al algoritmo a encontrar la mejor solución. Con un tamaño de población más grande, aumenta la diversidad de soluciones; por consiguiente, el algoritmo tiene mayor capacidad para encontrar mejores soluciones.

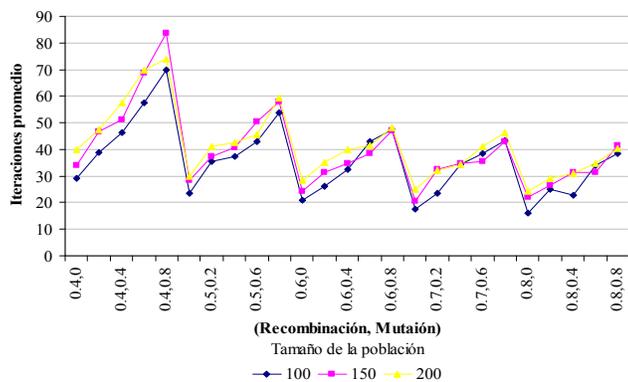


Fig. 8 Número de Iteraciones promedio en que el algoritmo se detiene en 10 corridas al programa para el caso 2.

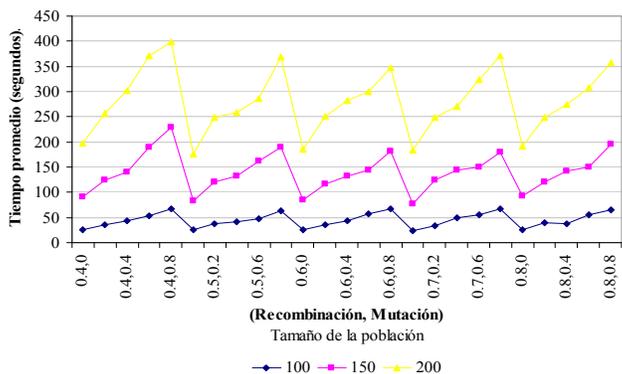


Fig. 9 Tiempo promedio de veces en que el algoritmo se detiene en 10 corridas al programa para el caso 2.

En la Fig. 8, se puede notar que el número de iteraciones promedio decrece con el incremento en la tasa de recombinación. Incrementando la tasa de recombinación intensifica la actividad de explorar el espacio entero de soluciones, ayudando al algoritmo a encontrar más soluciones (cubriendo más el espacio de soluciones); de esta manera, el algoritmo se acerca a la solución óptima (o cercana a la óptima) en pocas iteraciones.

Además, en la Fig. 9 puede observarse que el número de iteraciones promedio decrece cuando el tamaño de la población es más grande (con tasa de mutación de 0.4, 0.6 y 0.8). Sin embargo, una reducción en el número de iteraciones no significa una reducción en el tiempo computacional, como se muestra en la Fig. 9. Con un tamaño de población más grande, el tiempo se incrementa debido al aumento de individuos en la población, el algoritmo tiene que evaluar más soluciones. En otras palabras, el número de iteraciones decrece con tamaño de poblaciones más grandes porque la población tiene más diversidad de soluciones., permitiendo al algoritmo encontrar mejores soluciones en pocas iteraciones (tomando en cuenta la tasa de mutación).

VI. CONCLUSIONES

El algoritmo genético presentado en este artículo ha sido probado en diferentes sistemas de distribución. De los resultados obtenidos en estas pruebas se puede concluir que:

- ◆ El algoritmo presenta una representación efectiva de la solución para la planeación de SEDs.
- ◆ Los descendientes generados por el operador

TABLA VII.
LÍNEAS ENCONTRADAS DE LA MEJOR SOLUCIÓN POR EL ALGORITMO GENÉTICO.

Num.	Línea		Num.	Línea	
	N _i	N _j		N _i	N _j
1	1	2	48	52	53
2	1	3	49	53	54
3	1	4	50	54	55
4	1	5	51	55	56
5	1	6	52	57	58
6	1	7	53	58	59
7	1	8	54	8	60
8	1	9	55	60	61
9	1	10	56	61	62
10	1	11	57	61	63
11	1	12	58	64	65
12	13	14	59	65	66
13	14	15	60	66	67
14	15	16	61	10	68
15	16	17	62	69	70
16	17	18	63	70	71
17	18	19	64	71	72
18	19	20	65	72	73
19	20	21	66	74	75
20	3	22	67	75	76
21	22	23	68	76	77
22	23	24	69	77	78
23	24	25	70	11	79
24	25	26	71	79	80
25	26	27	72	80	81
26	27	28	73	82	83
27	28	29	74	84	85
28	28	30	75	12	86
29	28	31	76	86	87
30	4	32	77	87	88
31	33	34	78	88	89
32	34	35	79	89	90
33	35	36	80	90	91
34	37	38	81	91	92
35	38	39	82	92	93
36	39	40	83	92	94
37	5	41	84	94	95
38	41	42	85	21	26
39	42	43	86	28	36
40	43	44	87	60	64
41	44	45	88	59	61
42	45	46	89	51	62
43	46	47	90	70	82
44	48	49	91	83	84
44	49	50	92	67	72
46	50	51	93	78	85
47	7	52	94	19	40

recombinación consiste en su mayoría de subestructuras de sus padres (alta hereditabilidad).

- ◆ Todos los descendientes generados representan una solución topológica valida.
- ◆ El AG es rápido.
- ◆ El AG identifica soluciones de alta calidad, el algoritmo es capaz de encontrar soluciones “óptimas” con pequeños tamaños de población.
- ◆ El AG es robusto. El tamaño de la población no afecta significativamente en la calidad de la solución (con alta tasa de mutación) y los operadores de cruza no afectan de manera considerable el tiempo de solución.

Por consiguiente, el algoritmo genético es adecuado para

resolver el problema de planeación de sistemas eléctricos de distribución reales de pequeña y gran escala.

REFERENCIAS

- [1] M. Vaziri, K. Tomovic, and T. Gönen, "Distribution expansion problem revisited part 1: Categorical analysis and future directions," *IASTED Power and Energy Systems Proceedings*. Paper No. 319-155, September 2000, Marbella, Spain pp. 283-290.
- [2] V. Miranda, J. V. Ranito, and L. M. Proenca, "Genetic algorithms in optimal multistage distribution network planning," *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 9, pp. 1927-1933, Nov. 1994.
- [3] I. J. Ramirez-Rosado and J. L. Bernal-Agustín, "Genetic algorithms applied to the design of large power distribution systems," *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 13, pp. 696-703, May 1998.
- [4] E. -C. Yeh, S. S. Venkata, and Z. Sumic, "Improved distribution system planning using computational evolution," *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 11, pp. 668-674, May 1996.
- [5] W. M. Lin, Y. S. Su, and M. T. Tsay, "Genetic algorithm for optimal distribution system planning," in *Proc. 1998 Power System Technology International Conf.*, pp. 241-245.
- [6] P. M. S. Carvalho, L. A. F. M. Ferreira, F. G. Lobo, and M. F. Barruncho, "Distribution network expansion planning under uncertainty: A hedging algorithm in an evolutionary approach," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 15, pp. 412-416, Jan. 2000.
- [7] P. M. S. Carvalho, L. A. F. M. Ferreira, and M. F. Barruncho, "On spanning-tree recombination in Evolutionary large-scale network problems – Application to electrical distribution planning," *IEEE Trans. Evolutionary Computation*, vol. 5, pp. 623-630, Dec. 2001.
- [8] E. Diaz-Dorado, J. Cidras, E. Miguez, "Application of evolutionary algorithms for the planning of urban distribution networks of medium voltage," *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 17, pp. 879-884, Aug. 2002.
- [9] M. Filipec, D. Skrlec, and S. Krajar, "New genetic algorithm for link distribution system design," in *Proc. 2000 Mediterranean Electrotechnical Conf.*, pp. 887-890.
- [10] D. E. Goldberg, *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*. New York: Addison Wesley, 1980.
- [11] J. Gottlieb, B. A. Julstrom, G. R. Raidl, and F. Rothlauf, "Prufer numbers: A poor representation of spanning trees for evolutionary search," Illinois Genetic Algorithms Laboratory, University of Illinois at Urbana-Champaign, Urbana, IL, IlliGAL Report No. 2001001, Jan. 2001.
- [12] G. R. Raidl, "An efficient evolutionary algorithm for the degree-constrained minimum spanning tree problem," in *Proc. 2000 Evolutionary Computation Congress*, pp. 104-111.
- [13] R. Sedgewick, *Algorithms in C++*. Addison Wesley, 1992.
- [14] J. F. Gomez, H. M. Khodr, P. M. De Oliveira, L. Ocque, J. M. Yusta, R. Villasana, and A. J. Urdaneta, "Ant colony system algorithm for the planning of primary distribution circuits," *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 19, pp. 996 - 1004, May 2004.
- [15] Najafi, S., Hosseinian, S.H., Abedi, M., Vahidnia, A. and Abachezadeh, S., "A Framework for Optimal Planning in Large Distribution Networks," *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 24, pp. 1019 - 1028 May 2009.
- [16] Xin-hui Du, Chen-jun Di and Xiao-dong Wu, "Study of the distribution optimization with the multiple objective program," in *Proc. Conference on Electrical and Control Engineering (ICECE)*, pp. 15-17 April 2011.
- [17] Chen Junhong, Hu Junxiang and Zhen Xunyan, "Application of Improved Partheno-Gnetic Algorithm in Distribution Network Switch Optimal Planning" in *Proc. Conference on Electrical and Control Engineering (ICECE)*, pp. 467-470, 2010.



Jorge Ernesto Cota Félix, obtuvo el grado de Ingeniero Electricista en el Instituto Tecnológico de Sonora en 2005. El grado de Maestro en ciencias y Doctorado en Ciencias en Ingeniería Eléctrica en el Instituto Tecnológico de Morelia en 2007 y 2010, respectivamente. Actualmente es profesor investigador en el Instituto Tecnológico de Sonora. Sus áreas de interés son: Planeación de Sistemas Eléctricos de Potencia (SEP), Calidad de la Energía en SEP, Mantenimiento Centrado en Confiabilidad e Inteligencia Artificial.



Francisco Rivas Dávalos, recibió el grado de Ingeniero Industrial Eléctrico y Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica en el Instituto Tecnología de Morelia en 1993 y 2000, respectivamente. Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica en la Universidad de Brunel, Reino Unido en 2005. Su área de interés es Planeación de Sistemas Eléctricos de Distribución.



Ambrosio L. Armando, (IEEE Miembro). Recibió el grado de Ingeniero Electricista en el instituto Tecnológico de Sonora, México en 1998 y el grado de M. en C. y D. en C. en ingeniería Eléctrica del Cinvestav, Guadalajara, México, en 2001 y 2009, respectivamente. Actualmente es profesor de tiempo completo en el Instituto Tecnológico de Sonora, México. Su área de interés es Transitorios Electromagnéticos en Sistemas de Potencia.



Hernández L. Jesús H., originario de Cd. Obregón, Sonora, México con fecha de nacimiento de 23 de diciembre de 1974, Ingeniero Electricista del Instituto Tecnológico de Sonora, 1997. Doctor en Ciencias con especialidad en Ingeniería Eléctrica del Centro de Investigaciones y de Estudios Avanzados del IPN, 2008. Actualmente se desempeña como Profesor Investigador en el Instituto Tecnológico de Sonora. Sus áreas de interés son: Análisis y Control de Sistemas Eléctricos de Potencia, Calidad de la Energía y aprovechamiento de Energía Solar.

Cálculo del área captadora solar en el calentamiento de la alberca olímpica de la UAS

Portillo J. Canek, Chón G. Martín U. y Félix C. Francisco J.

Resumen— Se calcula el área captadora solar de un sistema de aprovechamiento de energía solar térmica, para el calentamiento del agua de la alberca olímpica del polideportivo de la Universidad Autónoma de Sinaloa, ubicada en Culiacán. Por un lado, se aplica un método de cálculo sin apoyo computacional, pero por otro lado, también se calcula el área utilizando el software especializado Censol 5.0 desarrollado por CENSOLAR (Centro de Estudios de la Energía Solar). Se comparan los resultados obtenidos de ambos métodos, en términos de área captadora y número de colectores requeridos.

Palabras clave—Calentamiento de piscinas, captador solar, dimensionado del área captadora, energía solar térmica, software especializado.

I. INTRODUCCIÓN

Una de las posibilidades de aprovechamiento de la energía solar es el calor o energía calorífica que posee; se le conoce como energía solar térmica. Una aplicación particular para este tipo de energía es en el calentamiento de agua para uso sanitario (ACS), que incluye el agua utilizada en hogares para la cocina, baños, piscinas o albercas, incluso si éstas se localizan en centros deportivos o de recreación. En estos últimos casos, se aprovecha este tipo de energía, para extender la duración del servicio, reeditando en un beneficio para el usuario, a quien además se le garantiza un mayor confort. Por otro lado, la institución propietaria de la instalación, incrementará el número de usuarios, obteniendo un mayor provecho. La tecnología de aprovechamiento térmico solar involucra varios subsistemas, con diversos componentes, entre ellos se tienen: captadores solares, depósitos de almacenamiento y de expansión, intercambiadores de calor, bombas, tubería con aislamiento, medidores, y otros accesorios. Para el calentamiento de albercas, se fabrican captadores más sencillos, y no necesariamente se requiere de depósitos de almacenamiento, por lo que el sistema se simplifica (ver figura 1). Por otro lado, información de la coordinación de la alberca olímpica de la UAS, indica que la cantidad de usuarios disminuye significativamente en otoño, a mediados de noviembre y en el mes de diciembre; el agua deja de ser comfortable. Eso

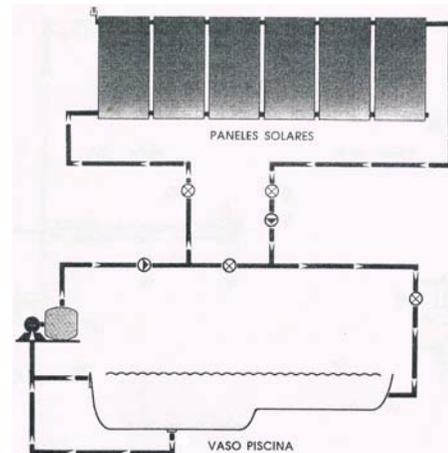


Fig. 1 Esquema de calentamiento de piscina con energía solar [1.]



Fig. 2 Vista de la alberca olímpica universitaria.

mismo ocurre en los primeros meses del año; enero, febrero y la mitad de marzo, retrasándose el inicio de la temporada. En la ciudad existen otras instalaciones donde utilizan algún tipo de energía para el calentamiento del agua de la alberca. La escuela de natación AQUATICA tiene un sistema de calentamiento a base de bombas de calor; la alberca semiolímpica del Instituto Mexicano del Seguro Social (IMSS), utilizaba calderas y recientemente las han sustituido por calentamiento a base de energía solar. Se considera posible, extender el periodo de uso de la alberca si se instala tecnología de aprovechamiento térmico solar. En este artículo se propone la aplicación de esta tecnología al calentamiento de la alberca olímpica universitaria, que es del tipo descubierta (Ver figura 2). En específico se enfoca hacia el subsistema de colectores solares, del cual se calcula la dimensión apropiada en función de las características de la alberca y la

Manuscrito recibido el 29 de Agosto de 2011. Este trabajo fue respaldado por la Universidad Autónoma de Sinaloa. Los autores agradecen el apoyo recibido por el Programa para el Mejoramiento del Profesorado (PROMEP).

Portillo J. Canek hasta la fecha se ha desempeñado como Profesor de Tiempo Completo de la Universidad Autónoma de Sinaloa en la Licenciatura en Ingeniería en Procesos Industriales; Ave. De las Américas y blvr Universitarios S/N Ciudad Universitaria; Culiacán, Sinaloa, México; C.P. 85138; C.P. 85130; Tel: (667) 7134043, ext. 115; Fax: (667) 7134053. (e-mail cnk@uas.uasnet.mx).

Chón G. Martín U. es alumno de octavo semestre de Ingeniería en Procesos Industriales. (e-mail chon_gve@hotmail.com)

Félix C. Francisco J. es alumno de octavo semestre de Ingeniería en Procesos Industriales. (e-mail klof_10@hotmail.com)



Fig. 3 Localización geográfica de Culiacán [3].

TABLA II.
PARÁMETROS MEDIOAMBIENTALES PRINCIPALES [4]

Mes	Temperatura del aire C	Humedad relativa %	Radiación	
			horizontal diaria (H) kWh/m ² /d	Velocidad del viento m/s
Enero	20.0	51.5	4.36	4.3

situación geográfica y medioambiental particular de la Ciudad de Culiacán.

Se utiliza un método que involucra un procedimiento de búsqueda de información y cálculos de forma convencional, pero también se realiza el dimensionado a través de un software especializado, y se realiza la comparación de los resultados de ambos casos.

El artículo se distribuye como sigue: II Información geográfica y medioambiental; III Cálculo del área colectora; IV Cálculo del área con el software Censol; y V Conclusiones.

II. INFORMACIÓN GEOGRÁFICAS Y MEDIOAMBIENTAL

Para la determinación de la superficie de captadores solares, es necesario conocer información específica del lugar en donde irán colocados, ya que la cantidad que se requerirán instalar, está en función de la posición geográfica de interés.

Dependiendo de la localización geográfica, habrá características climatológicas particulares, determinándose el recurso solar disponible, que suele variar dependiendo de la latitud del lugar, y de la estación del año en que se esté.

Culiacán tiene coordenadas aproximadas de: latitud 24 y longitud 107 (ver figura 3). Esta coordenada permite acceder a la información de bases datos climatológicos, y conocer cuatro parámetros principales requeridos para el cálculo del área colectora térmica: temperatura del aire, humedad relativa, la radiación horizontal diaria y la velocidad del viento.

Se ha obtenido información de la agencia espacial norteamericana (NASA). En la tabla II se presenta los datos ambientales para el mes de interés en la propuesta: enero.

Existe también una clasificación para el grado de humedad y la velocidad del viento (ver tabla III), que es importante

TABLA III.
CLASIFICACIÓN DE LA HUMEDAD Y EL VIENTO [2]

Zona	Humedad relativa aire (%)	Viento	Velocidad Media (m/s)
Muy seca	35-45	Muy débil	< 3
Seca	45-55	Flojo	3-5
Media	55-65	Moderado	5-7
Húmeda	65-75	Moderadamente fuerte	7-10
Muy húmeda	>75	Fuerte	>10

TABLA IV.
PERIODO PROPUESTO.

Periodos	Mes menos favorable	Semanas ganadas	Se considera la opción de manta térmica
Enero-Diciembre	Enero	12	Sí

conocer en el proceso de cálculo. Otro dato que tiene relación directa con la posición geográfica, que también hay que considerar es el factor de corrección *k* o de inclinación de los colectores solares. Está en función de la latitud del lugar y del ángulo de inclinación de los captadores. Este se obtiene de [2].

III. CÁLCULO DEL ÁREA COLECTORA

A. Temperatura objetivo del agua y tiempo ganado de servicio

Se trata de conseguir una temperatura del agua que sea confortable, aun en el mes menos favorable climáticamente (enero). La Federación Internacional de Natación (FINA) especifica que el agua deberá estar entre 25 y 28 grados [6]. Se fija como meta los 27 grados de temperatura.

Del intervalo de utilización, el inicio de temporada ocurre alrededor de la tercera semana de marzo, coincidiendo con el inicio de la primavera. El descenso de nadadores disminuye significativamente en la tercera y cuarta semana de noviembre, teniéndose muy pocos usuarios para la primera semana de diciembre. Se propone el periodo de Enero a Diciembre (ver tabla IV), donde se extendería el servicio doce semana más. A partir de aquí, se realizan el dimensionado correspondiente.

El método para el cálculo de la dimensión adecuada nos indica que se considere del periodo propuesto, el mes que tenga las condiciones menos favorables, y que sirva de base para el proceso de cálculo.

Por otro lado, la manta térmica es un accesorio que si se usa adecuadamente, contribuye a conservar la energía calorífica. Se coloca durante la noche, cuando baja la temperatura ambiente y aumenta la transferencia de calor a la atmósfera. Con manta se logra conservar esta energía aislando la superficie del medio.

B. Pérdidas

Una alberca al aire libre puede perder calor, y en consecuencia disminuir la temperatura del agua. Se tienen: pérdidas por radiación; por evaporación; por convección; y por conducción [2].

TABLA V.
PÉRDIDAS POR RADIACIÓN. (MJ/M²) [2]

Temperatura del aire (C)	Pérdida sin y con manta térmica
20	21 7.8

TABLA VI
PÉRDIDAS POR EVAPORACIÓN (MJ/M²) [2]

Grado de humedad	Viento predominante			
	Nulo o muy débil	Flojo	Moderado	Moderadamente fuerte
Seco	6.5	7.8	12.5	17.3
	3.9	4.7	7.5	10.4

Pérdidas por radiación: la energía calorífica se transfiere hacia la atmósfera, es mayor por la noche cuando la temperatura media es significativamente menor a la del día.

Pérdidas por evaporación: está en función de la humedad, la temperatura del aire y la velocidad del viento. Cierta cantidad de agua pasa de líquido a vapor, requiriendo energía que obtiene a expensas del resto del agua líquida.

Pérdidas por convección: debidas al roce del aire con el agua, depende de la velocidad del viento. Puede darse el caso que la temperatura del aire ocasiones que el agua gane temperatura en lugar de perderla.

Las pérdidas por conducción: se deben al fondo y las paredes de la alberca, aunque no son tan significativas.

En cada una de estas pérdidas intervienen parámetros ambientales, los cuales son en sí difíciles de conocer, son variantes en el tiempo, día por día e incluso de hora en hora, por lo tanto un cálculo analítico se hace prácticamente inviable. Sin embargo existe un método semi-empírico desarrollado por CENSOLAR [2] que toma en cuenta los probables valores medios de los parámetros, resumiéndolos en tablas, resultado de mediciones y consideraciones teórico-prácticas. Las tablas expresan el valor medio más probable de los tipos de pérdidas por cada metro cuadrado de la alberca en función de las variables más significativas, con precisión suficiente para la práctica totalidad de los casos que en la realidad pueden presentarse de una alberca al aire libre. De esta forma el cálculo general se simplifica al máximo, y para el cálculo de pérdidas se ha de consultar las tablas proporcionadas (tablas V, VI y VII), resultado de años de pruebas, y contrastando datos experimentales recogidos de diferentes zonas climáticas.

Del intervalo considerado en la tabla IV se estima las pérdidas para el mes indicado. A partir de la información contenida en las tablas II y III, se localiza en las tablas V, VI y VII, las pérdidas asociadas al mes de interés.

La tabla V indica las pérdidas por radiación, que están en función de la temperatura del aire. Para obtenerlas se necesita la información de la tabla II, y se localiza el valor de pérdida correspondiente.

En la tabla VI se presenta las pérdidas por evaporación. Para determinarlas, se verifica la clasificación del grado de humedad, y del tipo de viento (ver tablas II y III).

TABLA VII.
PÉRDIDAS POR CONVECCIÓN. (MJ/M²) [2]

Temperatura del aire	Nulo o muy débil	Flojo	Moderado	Moderadamente fuerte
20	7.4	10.7	13.1	16.4
	3.7	5.3	6.5	8.2

TABLA VIII.
PÉRDIDAS PARA CULIACÁN POR TIPO, POR MES Y TOTALES. (MJ/M²)

Mes	Pérdidas			
	Evaporación	Convección	Radiación	Totales
Enero	7.8	10.7	12	30.5
	4.7	5.3	7.8	17.8

TABLA IX.
APORTACIÓN SOLAR, DÉFICIT ENERGÉTICO Y FACTOR K

Mes	Aportación Solar (MJ/m ²)	Déficit Energético (MJ/m ²)	Factor k	Déficit energético neto alberca (MJ)
Enero	12.6	17.9	1.15	22,425
				6,550

La tabla VII presenta las pérdidas por convección. Se determinan a partir de la temperatura del aire en el mes particular, y el tipo de viento predominante (tablas II y III).

En la tabla VIII se resumen las pérdidas, para el mes de enero en Culiacán, por tipo de pérdida y el total. El renglón inferior corresponde al valor de pérdida usando manta térmica.

C. Aportación solar directa y déficit energético

La alberca es un gran captador horizontal de área A expuesto a una irradiación diaria por metro cuadrado representada por H (tabla II). Debido a pérdidas por reflexión, a sombras parciales por el borde de la alberca, la energía neta aportada disminuye. En este caso al existir árboles cercanos del tipo palmeras, y una estructura de gradas a un costado, se considera el coeficiente de: $0.80H$ [2]. Por sí misma el agua de la alberca adquiere energía calorífica debido a la irradiación del sol, pero puede no ser suficiente para alcanzar el objetivo de la temperatura requerida, por lo que habrá que proporcionarle energía calorífica adicional.

El *déficit energético* es la energía adicional necesaria para lograr la temperatura ideal para el agua de la alberca. Para determinarlo se restan las pérdidas (tabla VIII) y la aportación energética solar. En la tabla IX se tiene el resultado del cálculo de la aportación solar, del déficit energético por metro cuadrado y el déficit considerando la dimensión total de la alberca (1250 m²). Las unidades de la aportación solar se han convertido kWh a MJ, por metro cuadrado. El valor del renglón inferior corresponde al déficit utilizando manta térmica.

D. Energía aprovechable e intensidad útil

Para el cálculo de la energía aprovechable E que incide en un día medio del mes por metro cuadrado de la superficie inclinada de captador solar, partimos del valor de la irradiación horizontal media H para el mes (ver tabla II), el cual se multiplica por el factor de corrección por inclinación k obtenido de [5] (ver tabla

IX). Recomiendan que los captadores tengan una inclinación cinco grados menor que el valor de latitud del lugar [2], por lo tanto la inclinación de los colectores solares será de 19 grados.

En [2] indican que hay que considerar una disminución del 6%; han comprobado que hay momentos en que la energía no se aprovecha, por estar debajo de un valor de umbral (generalmente en torno a los 200 W/m²). Dicho valor es al cual se ajusta la bomba de circulación, a valores por debajo de dicho nivel no se establece la circulación de agua en el captador.

El valor de Energía aprovechable E que incide en un día medio del mes sobre cada metro cuadrado de superficie inclinada de los captadores se calcula con la ecuación (1) [2].

$$E = H \times k \times 0.94 \quad (1)$$

La intensidad incidente sobre la superficie de los captadores varía conforme transcurre el día. Para calcularla se considera el cociente de E y las horas útiles del día, obtenidas estas últimas en [2]. Finalmente, la intensidad media útil estará dada por ecuación (2) [2]:

$$I = E / \text{horas de sol} \quad (2)$$

D. Eficiencia del captador

El cálculo del rendimiento permite conocer qué tanta energía por metro cuadrado de colector, podrá aprovecharse en el calentamiento del agua. La ecuación (3) caracteriza a un captador plano en términos de la eficiencia [2].

$$\eta = F_R(\tau\alpha) - U_L \left[(t_m^\circ - t_a^\circ) / I \right] \quad (3)$$

Donde:

$F_R(\tau\alpha)$ es el rendimiento óptico, es el rendimiento que tendría en el supuesto de que no existiesen pérdidas térmicas de ningún tipo.

El producto $(\tau\alpha)$, es el factor óptico, depende del ángulo de incidencia del los rayos solares.

U_L se relaciona a un coeficiente global de pérdidas, y representa la pendiente de la curva que resulta de graficar la ecuación (3).

I es la intensidad útil que recibe el captador solar; t_a es la temperatura ambiente; y t_m la temperatura del fluido.

Se revisaron hojas de datos de cinco captadores comerciales fabricados para calentamiento de piscinas (Rothpool, Solkav, Saclima, Solar Industries, Heliocol). El captador con mejor curva de rendimiento fue Heliocol [7], de 4.65 m², sin cubierta, cuya ecuación de rendimiento se define en (4):

$$\eta = 0.872 - 3.729 \left[(27^\circ - t_a^\circ) / I \right] \quad (4)$$

TABLA X.
ENERGÍA APROVECHABLE, INTENSIDAD ÚTIL, EFICIENCIA CAPTADOR

Mes	E (MJ/m ²)	I (W/m ²)	Rendimiento captador η	Aportación Energética Captador (MJ/m ²)
Enero	16.97	538.65	0.79	13.53



Fig. 4 Superficie disponible para la instalación de los captadores [3].

Los valores de 0.872 y 3.729 se toman de la hoja de datos; el valor de 27 grados corresponde al valor de temperatura objetivo para el agua de la alberca. t_a e I dependen del mes.

Una vez conocidos la energía aprovechable E y el rendimiento del captador η , la energía a portada por cada metro cuadrado de captador en cada mes será el producto ηE (ver tabla X).

D. Determinación de la superficie necesaria

Para estimar el área de captadores necesaria, se divide el déficit energético neto (ver tabla IX) por la de energía aportada por cada metro cuadrado de captador inclinado (tabla X). Para conocer el número de captadores a utilizar, se divide el área total por el área del captador.

En la tabla XI se tiene el resultado de la superficie y número de captadores. El valor del renglón inferior indica se refiere al escenario donde se utiliza manta térmica.

En la figura 4 se tiene una vista superior de las instalaciones. En la parte Norte y Sur se tienen espacios libres. Al Este, se tiene un techo de una estructura que sirve de gradas; en estos tres espacios es factible la instalación de los captadores solares (total: 1, 868 m²).

IV. CÁLCULO DEL ÁREA CON EL SOFTWARE CENSOL

Otra forma de cálculo, es apoyándose del software especializado CENSOL 5.0 (ver figura 5). Sólo se le introducen los datos de H , temperatura, horas promedio por mes; además de los parámetros del captador y superficie de la alberca. Los resultados se tienen en la tabla XI. Los valores de los renglones inferiores representan el caso de uso de manta térmica.



Fig. 5 Interfaz gráfica del programa Censol 5.0.

TABLA XI.
SUPERFICIE CAPTADORA Y NÚMERO DE COLECTORES.

Mes	Área (m ²)	Número de captadores
Enero	1657	356
	484	104
Enero (Censol)	1645	354
	486	105

V. CONCLUSIONES

Se realiza el dimensionado del área de los captadores solares de un sistema de aprovechamiento de energía solar térmica para el calentamiento del agua contenida en la alberca olímpica del polideportivo de la Universidad Autónoma de Sinaloa, en Culiacán Sinaloa.

Se realiza el cálculo sin apoyo de software, y también se realiza el cálculo de nuevo, pero con apoyo de software especializado. El uso del software simplifica en gran medida el proceso de cálculo, da mayor rapidez y se presta a menos errores involuntarios como parte de un proceso elaborado de cálculo manual que implica búsqueda reiterada de datos a través de tablas.

La diferencia en el resultado final (área total y de número de captadores requeridos) de ambos cálculos no es realmente significativa. Se consideran más exactos los resultados del cálculo manual porque es posible utilizar más cifras significativas de los datos para los diversos parámetros, mientras que con el software, los datos de entrada tendrán que redondearse de acuerdo a la capacidad del formulario correspondiente de la interfaz. Se puede validar a partir del cálculo manual el resultado obtenido a través del software.

Por otro lado, se observa que la opción de uso de manta térmica reducen significativamente el número de colectores requeridos. Se tienen disminución aproximada del 70% en el área colectora total; la protección térmica es una buena opción, que permite reducir los espacios ocupados por colectores.

REFERENCIAS

- [1] Calentamiento de Piscinas por Energía Solar (SACLIMA). Hojas de especificaciones. www.saclima.com.
- [2] Instalaciones de Energía Solar, Tomo IV, Sistemas de Aprovechamiento Térmico II. Centro de Estudios de la Energía Solar (CENSOLAR), España, Promotora General de Estudios, S.A. (PROGRENDA), pp 193. 2007.
- [3] Google Earth, Europa Technologies, Instituto Nacional de Geografía e Historia (INEGI), 2011.
- [4] Atmospheric Science Data Center, Nasa Surface metrology and Solar Energy: RETScreen Data. <http://eosweb.larc.nasa.gov/sse/RETScreen>.
- [5] Instalaciones de Energía Solar, Tomo II, Energética Solar, Centro de Estudios de la Energía Solar (CENSOLAR), España, Promotora General de Estudios, S.A. (PROGRENDA), pp 119. 2007.
- [6] Federation Internacionale de Natation, Swimming Pools for Olympic Games and World Championships, Facilities Rules. (2010, Jan 8). www.fina.org.
- [7] Technical Information and Specifications. Heliocol, Solar Pool Heating, Engineered for Life. www.heliocol.com.



Portillo J. Canek es profesor de tiempo completo en la Licenciatura en Ingeniería en Procesos Industriales, en la Facultad de Ingeniería-Culiacán, de la Universidad Autónoma de Sinaloa. Ha recibido el grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones por el Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE), Baja California (2004); es Ingeniero Electrónico por el Instituto Tecnológico de Culiacán (2002). Sus intereses académicos actuales se orientan hacia el estudio de las energías renovables, en particular en lo relacionado a la generación de energía solar térmica y energía solar fotovoltaica.



Chon G. Martín U. es originario de la Ciudad de Guasave, Sinaloa, México. Actualmente es estudiante en el octavo semestre en la Licenciatura en Ingeniería en Procesos Industriales, en la Facultad de Ingeniería-Culiacán, de la Universidad Autónoma de Sinaloa. Ha realizado su bachillerato en la escuela preparatoria Guasave de la UAS (2007).

Sus intereses actuales son el estudio de las energías renovables, en particular en lo relacionado a la generación de energía solar térmica y energía solar fotovoltaica.



Félix C. Francisco J. es originario de la Ciudad de Culiacán, Sinaloa, México. Estudia actualmente en el octavo semestre en la Licenciatura en Ingeniería en Procesos Industriales, en la Facultad de Ingeniería-Culiacán, de la Universidad Autónoma de Sinaloa. Estudió el bachillerato universitario en la Preparatoria Central (2007).

Sus intereses actuales son el estudio de las energías renovables, en particular en lo relacionado a la generación de energía solar térmica y energía solar fotovoltaica.

Reconstrucción de un motor monofásico jaula de ardilla de rotor externo

Murillo V. Ismael, Verdugo T. Esteban y Herrera S. Manuel

Resumen— El principal problema del motor jaula de ardilla de rotor externo es que presenta baja potencia y par para mover cargas mecánicas variables. En el presente trabajo se muestra el devanado concéntrico convencional de un motor monofásico jaula de ardilla de rotor externo con la finalidad de obtener el mayor par posible, ya que es indispensable que cumpla con los requisitos mínimos para poderse adecuar a distintas tareas.

Se utilizaron los conocimientos del cálculo de construcción de la máquina asíncrona, como es la aplicación y usos de diferentes fórmulas para determinar el tamaño del conductor, la potencia y corriente que se le puede obtener a la máquina, y los diferentes tipos de devanado que pueden aplicarse dependiendo del número de fases o el arreglo que se requiera.

Los distintos devanados realizados al motor monofásico de rotor externo fueron los siguientes: devanado a 4 polos con paso 1: 5: 7: 9. El devanado de 6 polos a 2 pasos (paso 1: 4: 6), y el devanado 6 polos a 3 pasos (paso 1: 2: 4: 6) en el cual se obtuvieron los mejores resultados. Con la finalidad de lograr mayor fuerza o par en el motor se recomienda hacer un diseño un poco más grande, o sea que el motor tenga un diámetro mayor al que en este caso se utilizó, hacer un re cálculo para elegir un conductor y variar el tipo de devanado.

I. INTRODUCCIÓN

Para el movimiento de cargas mecánicas variables (máquina transportadora, ventiladores de mayor capacidad, adaptación a rin de bicicleta, etc) se requiere algún tipo de transmisión cuando utilizan un motor CA de inducción de rotor interno, con motivo de eliminar dichas transmisiones se pretende usar los motores CA de inducción monofásica de rotor externo de jaula de ardilla y de estator interno de 36 polos salientes existentes, pero éstos no cumplen con las características de potencia y par que requieren dichas cargas, excepto los de rotor externos de imán permanente y de estator internos de polos salientes alimentados con CD. Para tales propósitos se requiere construir un nuevo diseño de estator

Manuscrito recibido el 29 de agosto de 2011. Este trabajo fue respaldado por el departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora.

Ismael Murillo Verdusco de 1991 hasta la fecha se ha de desempeñado como Profesor de Tiempo Completo del Instituto Tecnológico de Sonora en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica Instituto Tecnológico de Sonora; Ave. Antonio Caso S/N Col. Villa ITSON; Ciudad Obregón, Sonora, México; C.P. 85138; C.P. 85130; Tel: (644) 4109000, ext. 1742; (e-mail Ismael.murillo@itson.edu.mx)

Esteban Verdugo Terán es egresado de la carrera de Ingeniero Electricista, titulado en junio del 2010 (email ev.teran@hotmail.com)

Manuel Herrera Sarellano de 1994 a hasta la fecha se ha de desempeñado como Profesor de Tiempo Completo del Instituto Tecnológico de Sonora en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica Instituto Tecnológico de Sonora; Ave. Antonio Caso S/N Col. Villa ITSON; Ciudad Obregón, Sonora, México; C.P. 85138; C.P. 85130; Tel: (644) 4109000, ext. 1763; (e-mail mherrer@itson.mx).

para el motor jaula de ardilla de rotor externo, partiendo del mismo circuito magnético del motor de rotor externo existente (rotor externo jaula de ardilla y estator interno) y aprovechar sus capacidades como referencia.

En la búsqueda de información no se encontraron publicaciones relacionadas con motores de inducción monofásica de rotor externos de jaula de ardilla, solo existen patentes, por lo tanto se partió de la información que existe de motores de inducción monofásica de rotor interno.

En general, cada devanado monofásico está constituido por un conjunto de grupos de bobinas que se hallan eléctricamente conectados entre sí, de acuerdo con un plan o esquema de conexión [3][4][5].

Un devanado monofásico puede estar constituido por varios grupos de bobinas que tengan cada uno diferente número de bobinas. El proceso del bobinado de una máquina eléctrica rotativa consta, en la mayoría de los casos, de tres etapas bien diferenciadas [2]:

1. Construcción (devanado) de las bobinas y de los grupos que compondrán el arrollamiento total.
2. Preparación y aislamiento de las ranuras de la máquina (del estator o del rotor) donde se alojarán los lados de las bobinas.
3. Colocación de las bobinas y grupos, así como la conexión de los mismos.

En base al procedimiento del Manual De Lorenzo del kit motores a inducción DL 2107 [1], el dimensionamiento preliminar se obtiene de la siguiente forma:

1. Se elige arbitrariamente el diámetro “*d*” del entrehierro, a continuación se elige el laminado de estator de entre los que existen en el comercio.
2. Fijado el valor “*J*” de la densidad de corriente, normalmente igual a:

$$J = 4 - 6 \text{ A/mm}^2 \text{ (aislamiento clase B) y } J = 6 - 10 \text{ A/mm}^2 \text{ (aislamiento clase F).}$$

Para determinar la sección del conductor usamos la ecuación (1):

$$A_z = \frac{I}{J} \quad (1)$$

Donde:

A_z = sección del conductor (mm²)

I = corriente del conductor (A)

J = Densidad de corriente A/mm²

Y también el relativo diámetro que se redondea con el valor comercial más cercano.

TABLA I.
FACTOR DE RELLENADO EN BASE AL DIÁMETRO DEL CABLE.

Diámetro (mm)	Factor de relleno (K_Q)
0.5	0.27 – 0.35
0.8	0.30 – 0.38
1.0	0.32 – 0.40
1.5	0.34 – 0.42
2.0	0.36 – 0.44

TABLA II.
COEFICIENTE DE CAÍDA DE TENSIÓN EN RELACIÓN AL NO. DE POLOS.

2p	2	4	6	8
K_v	0.98	0.976	0.973	0.97

3. Establecido el tipo de bobinado se conoce el factor de bobinado K_w .

Para determinar el número de conductores por ranura utilizamos la ecuación (2).

$$Z_{QS} = \frac{A_{QS}}{A_z} K_Q \quad (2)$$

Donde A_{QS} es la sección de la ranura y K_Q es el factor de relleno, que cambia con el diámetro del cable (Observar tabla I).

Se determina de esta forma el número de conductores en serie por fase utilizando la ecuación (3).

$$Z_s = (Z_{QS}) \cdot (q_s) \cdot (2p) \quad (3)$$

Donde q_s es el número de ranuras por polo y por fase, Z_s son los conductores en serie.

Antes de proceder más allá, conviene ahora verificar el valor de la densidad lineal de corriente, es decir los amperio-cables por centímetro de circunferencia interior de estator, esta se puede obtener usando la ecuación (4).

$$A = \frac{Z_s * I}{\pi * d} \quad (4)$$

Donde:

A = densidad lineal de corriente en (Ampere-cable/cm).

d = diámetro del estator en cm.

Que en base a datos experimentales, cambia de aproximadamente 50 A/cm para pequeñas máquinas hasta 450 A/cm para grandes máquinas.

4. Para determinar el flujo por polo del entrehierro, se utiliza la conocida expresión de la fuerza electromotriz inducida (f.e.m.). (observar ecuación 5)

$$\phi = \frac{K_v * E_s}{2.22 * K_w * f * Z_s} \quad (5)$$

Donde:

Φ = Flujo por polo del entrehierro.

E_s = Tensión aplicada al estator.

K_w = Factor de bobinado.

f = Frecuencia en Hertz.

Z_s = Conductores en serie.

TABLA III.
VALOR MÁXIMO DE LA INDUCCIÓN DEL ENTREHIERRO.

2p	2	4	6/8
B_δ (Teslas)	0.55 - 0.8	0.6 – 0.9	0.7 – 0.9

TABLA IV.
RELACIÓN l_{Fe} / τ_p

2p	2	4	6	8
l_{Fe} / τ_p	0.5 – 1.2	0.8 – 1.7	1 – 1.9	1.2 – 2.1

K_v es un coeficiente que tiene en cuenta la caída de tensión de carga en el bobinado de estator y que se puede estimar con una buena aproximación en base a la tabla II.

De esta manera se puede determinar el paso polar con la ecuación (6).

$$\tau_p = \frac{\pi * d}{2p} \quad (6)$$

Donde:

τ_p = Paso Polar

d = diámetro del estator en mm.

Y a la vez es posible fijar el valor máximo de la inducción B_δ en el entrehierro según la tabla III (valores bajos para máquinas de pequeña potencia).

Por lo tanto se puede valorar la longitud útil del hierro utilizando la ecuación 7.

$$l_{Fe} = \frac{\pi * \phi}{2 * B_\delta * \tau_p} \quad (7)$$

Donde:

l_{Fe} = Longitud útil del hierro.

B_δ = Inducción máxima en el entrehierro en Teslas (T).

Y con esto la longitud total del paquete usando la ecuación 8, empleando un factor de relleno $K_{Fe} = 0.9 - 0.94$:

$$l = \frac{l_{Fe}}{K_{Fe}} \quad (8)$$

5. En base a esto se calcula la relación l_{Fe} / τ_p la cual ayuda a verificar si está comprendida en los límites normales los cuales se muestran en la tabla IV.

El proyecto que se presenta fue realizado en los laboratorios de ingeniería Eléctrica y Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora Unidad Náinari de Cd. Obregón, Sonora.

II. DESARROLLO

A continuación se analizan los resultados obtenidos en el cálculo y pruebas de la construcción del motor monofásico jaula de ardilla de rotor externo, el cual se busca adaptar a diferentes cargas mecánicas variables.

A. Medición del par y la velocidad del motor monofásico jaula de ardilla de rotor externo

Primeramente se construyó una estructura para adaptar un freno Prony y un tacómetro para hacer la medición del par y

velocidad al motor, y a la vez las mediciones de potencia, voltaje y corriente con un Wattmetro.

Estos datos sirvieron como base para calcular los valores requeridos para la adaptación al proyecto. Al obtener los datos, los cuales no cumplieron con los requisitos (potencia y par), se procedió hacer un nuevo diseño del devanado del estator, adaptando las ranuras del estator de 16 polos como ranuras del nuevo devanado siendo un total de 36 ranuras, las cuales abarcan 4 o 6 polos, para el experimento.

B1. Cálculo del motor de inducción monofásico de 4 polos

Para la reconstrucción del motor monofásico jaula de ardilla de rotor externo, es importante mencionar que la reconstrucción fue solamente del estator, por lo que se aprovechó la dinámica del rotor (jaula de ardilla), para su diseño y funcionamiento.

Por lo tanto, los datos con que se obtuvieron para la reconstrucción del estator son los siguientes:

- Diámetro externo = 130mm
- Diámetro interno = 20 mm
- Q_S = 36 (ranuras del estator)
- A_{QS} = 65mm²
- # Fases = 1
- Frecuencia = 60 Hz
- Tensión = 127V
- Su = 0.7 (factor de servicio)
- Radio del estator del motor = 0.08 m

En base a que debe existir la relación $l_{Fe} / \tau_p = 0.8$ para 4 polos [1] se calcula lo siguiente:

Con la ecuación 6, se obtiene el paso polar;

$$\tau_p = \frac{\pi * d_{ext}}{2p} = \frac{\pi * 130}{4} = \mathbf{102.1mm}$$

Para el valor máximo de inducción del entrehierro para 4 polos se toma un valor de B_δ = 0.6 Teslas.

La longitud útil del hierro es:

$$l_{Fe} = (0.8) (0.102mm) = \mathbf{0.0816mm}$$

Por lo tanto se puede encontrar el flujo utilizando la ecuación 7.

$$l_{Fe} = \frac{\pi * \phi}{2 * B_{\delta} * \tau_p}$$

Se despeja el flujo y la ecuación queda de la siguiente forma.

$$\phi = \frac{2 * l_{Fe} * B_{\delta} * \tau_p}{\pi} = \frac{2 * 0.0816 * 0.6 * 0.102}{\pi} = \mathbf{3.18X10^{-3} \text{ weber}}$$

Utilizando la ecuación 5 se puede obtener los conductores en serie:

$$\phi = \frac{Kv * Es}{2.22 * Kw * f * Zs}$$

Se despeja los conductores serie, y la ecuación queda:

$$Zs = \frac{Kv * Es}{2.22 * Kw * f * \phi} = \frac{0.976 * 127}{2.22 * 0.831 * 60 * 3.18 * 10^{-3}} = \mathbf{352.14}$$

Haciendo un despeje en la ecuación 3 se puede obtener los conductores por ranura:

$$Zs = (Z_{QS}) * (q_s) * (2p)$$

TABLA V.
VALORES OBTENIDOS MOTOR MONOFÁSICO A 4 POLOS.

Fuerza (N)	Par	Voltaje (V)	Corriente (A)	Potencia (W)	Velocidad (rpm)
0	0	127.6	1.61	107	8169
9,81	0	127.8	2.09	171	0

$$Z_{QS} = \frac{(Z_s)}{(q_s)(2p)} = \frac{352.14}{36 * 4} = \mathbf{2.44}$$

En base a estos cálculos obtenidos se puede encontrar la sección del conductor utilizando la ecuación 2, y utilizando un factor de relleno de $K_Q = 0.35$:

$$Z_{QS} = \frac{A_{QS}}{A_z} K_Q$$

$$A_z = \frac{A_{QS}}{Z_{QS}} K_Q = \frac{65}{2.44} * 0.35 = \mathbf{9.32mm^2}$$

Este resultado da el calibre número # 7, el cual puede soportar una corriente máxima de 50 A aproximadamente, pero en realidad no se busca que el conductor pueda soportar mucha corriente, sino que se requiere son el número de espiras formados por el número de conductores (dos por espira) y el área de la ranura del estator que se está utilizando nos limita a usar un calibre menor, por lo que se decidió colocar un calibre más delgado y se optó por el calibre # 24, el cual su sección es $A_z = 0.205mm^2$ y soporta una corriente de 3 A aproximadamente.

En base a la sección del conductor $A_z = 0.205mm^2$, se calculan los conductores por ranura Z_{QS} y los conductores serie Z_s , pero considerando un factor de relleno $K_Q = 0.27$ que está en el rango apropiado de acuerdo al diámetro del conductor (tabla I).

$$Z_{QS} = \frac{A_{QS}}{A_z} K_Q = \frac{65}{0.205} * 0.27 = \mathbf{85}$$

Por lo tanto los conductores serie totales son:

$$Zs = (Z_{QS}) * (q_s) * (2p) = 85 * 36 * 4 = \mathbf{12240}$$

El cambio de calibre se justifica ya que la fuerza magnetomotriz que se requiere para producir el flujo que se eligió depende de la corriente y el número de espiras (N*I) y hay una gran número de combinaciones de espiras por corriente para dar la misma fuerza magnetomotriz.

C1 Mediciones realizadas al motor monofásico a 4 polos

Es importante señalar que el nuevo diseño no cuenta con devanado de arranque, por lo cual su arranque es manual, o sea se necesita de un pequeño apoyo o jalón para hacerlo funcionar.

Algunos resultados obtenidos en las pruebas hechas a este motor se pueden observar en la tabla V.

Después de probarlo sin carga se procedió a hacer las pruebas aplicándole carga, en lo que se pudo notar que este motor diseñado a 4 polos no contaba con par, ya que con solo ponerle la banda tendía a parar el motor. Se tomaron lecturas para rotor bloqueado y se muestran en la tabla V.

El diseño del motor monofásico a 4 polos no cumple con las expectativas debido a que resulto que posee un par muy débil y su velocidad es muy elevada y se requiere un alto par y una baja velocidad para poderlo adecuar a las cargas mecánicas.

Considerando que entre mayor sea el número de polos mayor es el valor del par y menor es la velocidad para la misma potencia, se procedió a recalcular el devanado del estator para adecuarlo a 6 polos.

B2. Cálculo del motor monofásico 6 polos a 2 pasos

En base a que debe existir $l_{Fe}/\tau_p = 1$, para 6 polos, se calcula lo siguiente:

Con la ecuación 6, se obtiene el paso polar;

$$\tau_p = \frac{\pi * d_{ext}}{2p} = \frac{\pi * 130}{6} = \mathbf{68.06mm}$$

Para el valor máximo de inducción del entrehierro se toma para 4 polos un valor de $B_\delta = 0.7$ Teslas.

La longitud útil del hierro es:

$$l_{Fe} = (1)(0.068mm) = \mathbf{0.068mm}$$

Por lo tanto se puede encontrar el flujo utilizando la ecuación 7.

$$l_{Fe} = \frac{\pi * \phi}{2 * B_\delta * \tau_p}$$

Se despeja el flujo, y la ecuación queda de la siguiente forma.

$$\phi = \frac{2 * l_{Fe} * B_\delta * \tau_p}{\pi} = \frac{2 * 0.068 * 0.7 * 0.068}{\pi} = \mathbf{2.06X10^{-3} \text{ weber}}$$

Utilizando la ecuación 5 se puede obtener los conductores en serie:

$$\phi = \frac{K_v * E_s}{2.22 * K_w * f * Z_s}$$

Se despeja los conductores serie, y la ecuación queda:

$$Z_s = \frac{K_v * E_s}{2.22 * K_w * f * \phi} = \frac{0.976 * 127}{2.22 * 0.831 * 60 * 2.06 * 10^{-3}} = \mathbf{543.44}$$

Haciendo un despeje en la ecuación 3 se puede obtener los conductores por ranura:

$$Z_s = (Z_{QS}) * (q_s) * (2p)$$

En base a estos cálculos obtenidos se puede encontrar la sección del conductor utilizando la ecuación 2, y utilizando un factor de relleno de $K_Q = 0.35$:

$$A_z = \frac{A_{QS}}{Z_{QS}} K_Q = \frac{65}{2.51} * 0.35 = \mathbf{9.04mm^2}$$

$$Z_{QS} = \frac{A_{QS}}{A_z} K_Q$$

Este resultado da el calibre número # 7, el cual puede soportar una corriente máxima de 50 A aproximadamente, pero en realidad no se busca que el conductor pueda soportar mucha corriente y se realiza el mismo calculo que se hizo en B1.

Los valores obtenidos para 4 y 6 polos con los pasos mencionados son casi idénticos por esta razón se procedió a colocar el mismo calibre y el mismo número de vueltas en el estator, nada más cambiando el número de polos y el paso del devanado.

TABLA VI.

VALORES OBTENIDOS DEL MOTOR MONOFÁSICO 6 POLOS A 2 PASOS.

Fuerza (N)	Par (N.m)	Voltaje (V)	Corriente (A)	Potencia (W)	Velocidad (rpm)
0	0	126.8	3.08	260	4569
9,81	0	127.2	3.18	270	0

C2. Mediciones realizadas al motor monofásico 6 polos 2 pasos

Considerando utilizar el mismo calibre del conductor pero con un diseño de bobinado a 6 polos, buscando que el motor tenga par, se procedió a embobinar de nuevo el motor. Por lo tanto, la distribución del bobinado sigue siendo concéntrico, pero el paso cambia 1: 4: 6, con igual número de conductores por ranura.

Al igual que en el devanado a 4 polos, en el devanado a 6 polos, también se procedió a hacerle pruebas aplicándole carga, en lo que de igual manera se comprobó que este motor diseñado a 6 polos no pudo elevar el par, pero se notó que se pudo elevar la potencia, por lo que su corriente fue más elevada. (Observar tabla VI).

Debido a que no se obtuvo un incremento en el par, aunque la corriente y la potencia aumentaron, y la velocidad se disminuyó, se optó por cambiar el calibre del conductor y aumentarle un paso más al devanado, dejándolo a 6 polos con paso 1: 2: 4: 6.

B3. Cálculo del motor monofásico 6 polos a 3 pasos

Con la intención de que la corriente sea menor y tenga más par, se decidió arbitrariamente colocar un calibre mas delgado y se optó por el calibre # 25, el cual su sección es $A_z = 0.162 \text{ mm}^2$ y soporta una corriente de 3 A aproximadamente.

En base a la sección del conductor $A_z = 0.162 \text{ mm}^2$, se recalculan los conductores por ranura Z_{QS} y los conductores serie Z_s , pero considerando un factor de relleno $K_Q = 0.27$.

$$Z_{QS} = \frac{A_{QS}}{A_z} K_Q = \frac{65}{0.205} * 0.27 = \mathbf{108}$$

Por lo tanto los conductores serie totales son:

$$Z_s = (Z_{QS}) * (q_s) * (2p) = 108 * 36 * 6 = \mathbf{23328}$$

C3. Mediciones realizadas al motor monofásico 6 polos 3 pasos

Al utilizar el calibre # 25 el cual tiene un área menor al anterior, se pudo aumentar el número de conductores por ranura, lo que nos ayuda a bajar la corriente, además se agregó un paso más a cada polo, lo que permitió utilizar más alambre, ayudando así a aumentar el flujo.

Al hacer las pruebas se pudo notar que el par empezó a aumentar, y en esta ocasión si se pudo tomar lectura en etapas distintas de fuerza aplicada, lo que indica que el devanado empleado fue correcto, pero sin dejar de recalcar que si el diseño del estator tuviera un mayor diámetro, se puede obtener un mayor par.

Los valores obtenidos en las pruebas realizadas para este tipo de devanado 6 polos a 3 pasos se muestran en la tabla VII.

TABLA VII.

VALORES OBTENIDOS EN LAS MEDICIONES DEL MOTOR 6 POLOS A 3 PASOS.

Fuerza (N)	Voltaje (V)	Corriente (A)	Potencia (W)	Velocidad (rpm)	Par (N.m)
0	127.7	1.41	113	4569	0.2361
2.9512	127.7	1.43	120	4079	0.2809
3.5112	127.7	1.44	122	2994	0.3891
4.8637	127.7	1.45	125	1247	0.9572
11.965	127.7	1.48	134	0	0

Al conocer estos datos se procede a elaborar la curva (par-velocidad), para ello se necesita conocer el par en (N.m) y la velocidad en (rad/seg). Para ello se utilizan las ecuaciones (9), (10) y (11).

$$P = \tau * \omega \tag{9}$$

$$\omega = 2 * \pi * \frac{n}{60} \tag{10}$$

$$\tau = F * r \tag{11}$$

Donde:

P = Potencia en watts

τ = Par en N.m

ω = Velocidad angular (rad/seg)

F = Fuerza en (Newton)

r = Radio del motor en (m)

Utilizando la ecuación 10, se obtiene la velocidad angular (ω) para distintas velocidades en rpm.

$$\omega_0 = 2 * \pi * \frac{4569}{60} = \mathbf{478.46 \text{ rad/seg.}}$$

$$\omega_1 = 2 * \pi * \frac{4079}{60} = \mathbf{427.15 \text{ rad/seg.}}$$

$$\omega_2 = 2 * \pi * \frac{2994}{60} = \mathbf{313.53 \text{ rad/seg.}}$$

$$\omega_3 = 2 * \pi * \frac{1247}{60} = \mathbf{130.58 \text{ rad/seg.}}$$

$$\omega_4 = 2 * \pi * \frac{0}{60} = \mathbf{0 \text{ rad/seg.}}$$

Al tener la velocidad en rad/seg, se puede utilizar la ecuación (9):

$$P = \tau * \omega$$

Se despeja el par y la ecuación queda;

$$\tau = \frac{P}{\omega}$$

$$\tau_0 = \frac{P}{\omega_0} = \frac{113}{478.46} = \mathbf{0.2361 \text{ N.m}}$$

$$\tau_1 = \frac{P}{\omega_1} = \frac{120}{427.15} = \mathbf{0.2809 \text{ N.m}}$$

$$\tau_2 = \frac{P}{\omega_2} = \frac{122}{313.53} = \mathbf{0.3891 \text{ N.m}}$$

$$\tau_3 = \frac{P}{\omega_3} = \frac{125}{130.58} = \mathbf{0.9572 \text{ N.m}}$$

$$\tau_4 = \frac{P}{\omega_4} = \frac{0}{0} = \mathbf{0 \text{ N.m}}$$

Al haber obtenido el par, se puede calcular la fuerza en Newton, utilizando la ecuación 11:

$$\tau = F * r$$

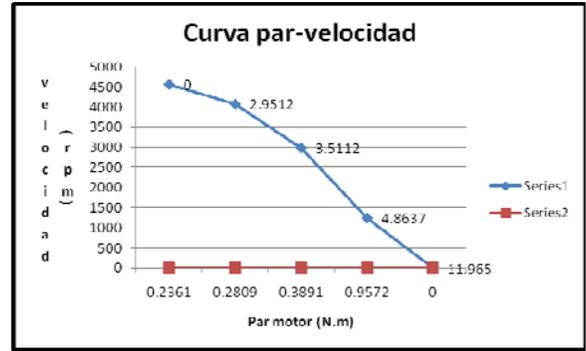


Fig. 1. curva par-velocidad del motor monofásico 6 polos a 3 pasos

Al despejar la fuerza la ecuación queda;

$$F = \frac{\tau}{r}$$

$$F_0 = \frac{\tau_0}{r} = \frac{0.2361}{0.08} = \mathbf{2.9512 \text{ N}}$$

$$F_1 = \frac{\tau_1}{r} = \frac{0.2809}{0.08} = \mathbf{3.5112 \text{ N}}$$

$$F_2 = \frac{\tau_2}{r} = \frac{0.3891}{0.08} = \mathbf{4.8637 \text{ N}}$$

$$F_3 = \frac{\tau_3}{r} = \frac{0.9572}{0.08} = \mathbf{11.965 \text{ N}}$$

$$F_4 = \frac{\tau_4}{r} = \frac{0}{0.08} = \mathbf{0 \text{ N}}$$

Todos estos cálculos se presentan en la tabla VII.

Con los resultados mostrados en la tabla VII se grafica la curva par-velocidad, observando el comportamiento del motor (observar figura 1)

En la curva se observa claramente como la velocidad va disminuyendo al aumentar el par, debido a la fuerza aplicada por el freno prony al motor, demostrando que el motor cuenta con muy poco par, lo que ayuda y cumple con algunas características pero no con las deseadas.

Es importante dejar en claro que para las pruebas realizadas no se tomaron en cuenta algunos factores que influyen, muy poco, pero siempre están presentes, como la temperatura ambiente, la resistencia de los materiales, el tipo de alambrado, la humedad, temperatura del motor, etc.

En base a las distintas pruebas realizadas se comprobó que se puede aumentar el par en el motor, lo que es de gran importancia para el proyecto, así que si se requiere aumentar aún más el par, solo se tiene que rediseñar el estator, lo que nos arroja un poco más de inversión pero se puede asegurar de que los resultados serán favorables para cumplir con el objetivo planteado.

III. DISCUSIÓN DE LOS RESULTADOS

Los resultados obtenidos en este trabajo son interesantes porque al hacer el comparativo con los datos del motor original mostrados en la tabla VIII, el cual tiene un devanado tipo polos salientes de 36 polos, se observa que la velocidad sin carga es de 1263 rpm y corresponde a la de un motor monofásico de rotor interno de seis polos de acuerdo a la ecuación 12

$$n = \frac{120 f}{p} \tag{12}$$

TABLA VIII.
VALORES OBTENIDOS DEL MOTOR ORIGINAL.

Fuerza (N)	Par (N.m)	Voltaje (V)	Corriente (A)	Potencia (W)	Velocidad (rpm)
0	0	127	4	400	1263
9.81	0	127	4.2	320	0

Donde f es la frecuencia y p es el número de polos, y una fuerza de 9.81 N a rotor bloqueado (velocidad igual a cero) por lo tanto el par es cero. De la tabla V se observa que la velocidad sin carga es 8169 rpm del motor y una fuerza de 9.81 N a rotor bloqueado (velocidad igual a cero) por lo tanto el par es cero para el motor con devanado de 4 polos concéntricos. De la tabla VII la velocidad sin carga es 4569 rpm, que corresponde a un motor monofásico de 6 polos concéntricos; lo cual nos indica que no hay una coincidencia con la teoría clásica de máquinas eléctricas por lo tanto se percibe una oportunidad investigación.

De acuerdo a las mismas tablas mencionadas anteriormente la respuesta del motor original a la carga máxima aplicada con el freno prony fue de 9.81 Newton, dando un par igual cero, el motor con el devanado de 4 polos alcanzo una fuerza máxima con carga de 9.81 Newton dando un par igual cero y el motor con el devanado con 6 polos de 3 pasos alcanzo una fuerza máxima de carga de 11.965 kg a rotor bloqueado. Por lo tanto para propósitos de este trabajo se cumple el objetivo planteado.

IV. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Durante el desarrollo del proyecto se comprende que a pesar de la poca experiencia y conocimientos que se tenga sobre la construcción de motores, y el hecho de que se pueden hacer diversos arreglos de conexiones y tipos de devanados, siempre es recomendable marcar o de tener bien identificadas las entradas y salidas de cada bobina, ya que cualquier error de conexión el motor no funcionará adecuadamente.

Es de suma importancia emplear las herramientas adecuadas para la fabricación de un motor para evitar se tengan errores de milímetros en su construcción, lo cual sería otro factor en contra para el funcionamiento inadecuado y eficiencia del motor.

Por eso se recomienda tener el diseño hecho en algún programa computacional, para estar haciendo comparaciones en cada avance que se va logrando, esto es, porque es más fácil corregir un error al momento, que después de tener ya implementado todo el proyecto.

Con la finalidad de lograr mayor fuerza o par en el motor se recomienda hacer un diseño un poco más grande, o sea que el motor tenga un mayor diámetro al que en este caso se utilizó, hacer un recálculo para elegir un mejor conductor y variar el tipo de devanado.

La construcción de motores ha evolucionado bastante, lo que permite seguir investigando para desarrollar nuevos prototipos, los cuales puedan satisfacer las necesidades de una empresa entera, como la de una sola persona, como es el caso de este proyecto, el cual se pudo comprobar el funcionamiento de un nuevo motor, que cumple con las características deseadas para adaptarse a una carga variable, pero se comprobó que se puede mejorar aún más su diseño.

REFERENCIAS

- [1] De Lorenzo Manual kit motores a inducción DL 2107 (1994).
- [2] Enríquez Harper Gilberto (2001). El libro práctico de los generadores, transformadores y motores eléctricos (primera reimpression). México D.F.: Editorial LIMUSA SA de CV. Grupo Noriega editores.
- [3] Fitzgerald Arthur. E., Kingslay Charles, Umans Stephen (2004). Máquinas Eléctricas (sexta edición). México D.F.: Mc Graw Hill
- [4] Purchol Vivas José Manuel (1978). Motores de corriente Alterna, rebobinado-reparación de averías-modificaciones (segunda edición) México DF. Editorial LIMUSA.
- [5] Thaler George, Wilcox Milton (1991). Manual de Máquinas Eléctricas tomo 2 (primera edición). México D.F.: Editorial LIMUSA SA de CV.



Murillo V. Ismael egresó de la Universidad Autónoma de Nuevo León en 1989 como Ingeniero Mecánico Electricista, obtuvo el grado de Maestro en Ingeniería en el Área Mecánica de la Universidad Autónoma de México el 2 de julio de 2004. Desde 1991 hasta la fecha se ha desempeñado como Profesor de Tiempo Completo del Instituto Tecnológico de Sonora en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica. imurillo@itson.mx



Verdugo T. Esteban egresó del Instituto Tecnológico de Sonora en 2010 de la carrera Ingeniería Eléctrica, con mérito académico. ev.teran@hotmail.com



Herrera S. Manuel egresó de la Universidad Autónoma Metropolitana – Azcapotzalco como Ingeniero Mecánico en 1990. Obtuvo el grado de Maestro en Ciencias en Sistemas de Manufactura del ITESM-CEM en cooperación con The University of Texas at Austin en 1994. De 1990 a 1994 colaboró en la División de Graduados e Investigación del Tecnológico de Monterrey Campus Estado de México. De 2000 a 2003 Realizó estudios de doctorado en Ingeniería de manufactura en The University of Nottingham, UK. De 1994 a 2009 se desempeño como Profesor de Tiempo Completo del Instituto Tecnológico de Sonora en el Departamento de Ingeniería Industrial. De 2009 a la fecha esta adscrito al Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica.

Control por Voz en Domótica

Martínez A. Gloria M., Salazar V. Eduardo y Hernández R. Angélica

Resumen— La domótica en la actualidad está tomando auge debido a los diversos beneficios que ofrece y su aplicación puede variar desde una casa pequeña hasta edificios grandes, con la automatización de varios elementos dentro de los mismos. Sin embargo la mayoría de los elementos de control enfocados a la domótica pueden ser muy complejos de aplicar e incluso de un alto precio. En este artículo se presenta un sistema de automatización para domótica basado en un control de mando por voz de sencilla aplicación y bajo costo, puesto que el acceso a computadoras es más fácil en estos tiempos y la mayor parte del sistema desarrollado es en software, el cual es adaptable a diferentes aplicaciones según las necesidades de las mismas, esto se demuestra a través de la validación del sistema, el cual hace notar la robustez del sistema para cualquier usuario y aplicación.

Palabras clave— Control por voz, Domótica, Puerto paralelo.

I. INTRODUCCIÓN

El término Domótica proviene de la unión de las palabras domus (que significa casa en latín) y tica (de automática, palabra en griego, 'que funciona por sí sola'). Se entiende por domótica al conjunto de sistemas capaces de automatizar una vivienda, aportando servicios de gestión energética, seguridad, bienestar y comunicación, y que pueden estar integrados por medio de redes interiores y exteriores de comunicación, cableadas o inalámbricas, y cuyo control goza de cierta ubicuidad, desde dentro y fuera del hogar. Se podría definir como la integración de la tecnología en el diseño inteligente de un recinto cerrado [1, 2]. Los servicios que ofrece la domótica se pueden agrupar según cinco aspectos o ámbitos principales:

- ✓ Ahorro energético.
- ✓ Confort.
- ✓ Seguridad.
- ✓ Comunicaciones.
- ✓ Accesibilidad.

La mayoría de los equipos de automatización para domótica pueden ser de un alto costo [3,4], de una arquitectura específica y

Manuscrito recibido el 15 de Agosto de 2011. Este trabajo fue respaldado por el Laboratorio de Automatización de la Universidad Tecnológica de Torreón.

Martínez A. Gloria Mónica hasta la fecha se ha de desempeñado como Profesor de Tiempo Completo de la Universidad Tecnológica de Torreón en la carrera de Mecatrónica; Carretera Torreón-Matamoros Km. 10 Ejido El Águila, Municipio de Torreón, Coah. Teléfonos Prensa: 729-7412, Conmutador: 729-7400, Fax: 729-7122. (ketherelohim@hotmail.com).

Salazar V. Eduardo hasta la fecha se ha de desempeñado como Profesor de Tiempo Completo de la Universidad Tecnológica de Torreón en la carrera de Mecatrónica; Carretera Torreón-Matamoros Km. 10 Ejido El Águila, Municipio de Torreón, Coah. Teléfonos Prensa: 729-7412, Conmutador: 729-7400, Fax: 729-7122. (ensenada1096@hotmail.com).

Hernández R. Angélica hasta la fecha se ha de desempeñado como Profesor de Tiempo Completo de la Universidad Tecnológica de Torreón en la carrera de Tecnologías de la Información; Carretera Torreón-Matamoros Km. 10 Ejido El Águila, Municipio de Torreón, Coah. Teléfonos Prensa: 729-7412, Conmutador: 729-7400, Fax: 729-7122. (akjhh@hotmail.com).



Fig. 1 Señal acústica de voz.

caracterizada, lo cual hace que estos equipos sean muy cerrados para ciertas aplicaciones. Tomando en cuenta el costo de un equipo de este tipo y que en la actualidad es más fácil el acceso a una computadora además del confort que puede ofrecer un sistema con un control por comandos de voz de una arquitectura abierta y que es versátil según las características y necesidades del control, en este artículo se presenta una metodología de diseño y aplicación de dicho sistema de control por voz para domótica, mostrando las ventajas dentro de lo económico y lo práctico de tener tecnología de este tipo, mostrando también que su aplicación es sencilla, incluyendo como resultados del trabajo de este artículo la validación del sistema en condiciones normales y con ruido.

El presente artículo se encuentra organizado de la siguiente manera, en la sección II se presenta el tipo de reconocimiento por voz utilizado en el sistema, en la sección III se aborda el elemento de salida del sistema, siendo la mostrada, una de las opciones más no la única, en esta sección también se muestra la programación del sistema y las etapas de potencia recomendadas para la aplicación, en la sección IV la validación del sistema de reconocimiento de voz, en la sección V las conclusiones del trabajo presentado y por último se enlistan las referencias bibliográficas utilizadas.

II. RECONOCIMIENTO POR VOZ

El reconocimiento automático del habla (RAH), es una parte de la Inteligencia Artificial que tiene como objetivo permitir la comunicación hablada (verbal) entre seres humanos y computadoras electrónicas. El problema que se plantea en un sistema de RAH es el de hacer cooperar un conjunto de informaciones que proceden de diversas fuentes de conocimiento (acústica, fonética, fonológica, léxica, sintáctica, semántica y pragmática), en presencia de ambigüedades, incertidumbres y errores inevitables para llegar a obtener una interpretación aceptable del mensaje acústico recibido (ejemplo Figura 1) [5].

A. Características de los sistemas RAH existentes

Los sistemas comerciales han estado disponibles desde 1990. A pesar del aparente éxito de estas tecnologías, muy pocas personas utilizan el sistema del reconocimiento del habla en sus computadoras. Este sistema se utiliza más en aplicaciones telefónicas: agencias de viajes, atención al cliente, información,

etc. La mejoría de estos sistemas de reconocimiento del habla han ido aumentando y su eficacia es cada vez mayor.

B. Clasificación de Sistemas de reconocimiento de voz

Los sistemas de reconocimiento de voz pueden clasificarse según los siguientes criterios [6]:

- **Entrenabilidad:** Determina si el sistema necesita un entrenamiento previo antes de empezar a usarse.
- **Dependencia del hablante:** Establece si el sistema debe entrenarse para cada usuario o es independiente del hablante.
- **Continuidad:** Señala si el sistema puede reconocer habla continua o el usuario debe hacer pausas entre palabra y palabra.
- **Robustez:** Estipula si el sistema está diseñado para usarse con señales poco ruidosas o no.
- **Tamaño del dominio:** Indica si el sistema está diseñado para reconocer lenguaje de un dominio reducido o extenso.

Las características del sistema de reconocimiento de voz desarrollado son:

- ✓ Que no cuenta con entrenabilidad ni dependencia del hablante, lo cual hace que el sistema sea más fácil para el usuario.
- ✓ Además tiene continuidad y robustez, siendo que el sistema puede reconocer comandos de voz de una o varias palabras en condiciones normales o con ruido.
- ✓ Y el tamaño de dominio es acorde a las necesidades de su aplicación.

C. Librerías de reconocimiento de voz

Actualmente uno de los mejores softwares de reconocimiento de voz es el *SDK* de *Microsoft Speech*, tanto por poca dependencia del hablante, como por su robustez ante el ruido y la flexibilidad del tamaño de dominio con el que trabaja.

El *SDK* de *Microsoft* utilizado es el *SAPI 4.0* con el *engine* (motor) del *SDK Speech 5.1*. *SAPI* es una interfaz de reconocimiento de habla y de traducción de texto a voz para la programación de aplicaciones. Permite incluir en cualquier aplicación basada en la *Win32 API*, reconocimiento de habla (*SR*, por sus siglas en inglés *Speech Recognition*) y lectura hablada de texto (*TTS*, por sus siglas en inglés *Text To Speech*). Actúa como una capa de abstracción entre las aplicaciones y los *engines* sobre tecnología del habla, también puede actuar como interfaz entre los *engines* y el hardware de *SR* y *TTS* [6].

SAPI proporciona una interfaz relativamente cómoda para Reconocimiento de comandos (*Command&Control*), Dictado (*Dictation*), Texto hablado (*Text To Speech*) y Telefonía (*Telephony*).

Tanto en *SR* con en *TTS* aparece un elemento muy importante que es el *engine* y que no es parte de la *SAPI*. El *engine* es quién realmente realiza el trabajo de reconocer texto a partir de una señal de audio o el trabajo de generar una señal de audio similar a la voz humana a partir de texto escrito. El *engine* es un elemento de diseño e implementaciones complejas que actúa básicamente como una "tubería" por la que entra el código de modulación por pulsos (*PCM* por sus siglas en inglés) y sale

texto o viceversa. Un *engine* de reconocimiento de voz fundamentalmente:

- Transforma el *PCM* en una representación acústica más manejable, dividiendo la señal en intervalos pequeños sobre los que aplica una *FFT* (por sus siglas en inglés, *Fast Fourier Transform*).
- Aplica una gramática para limitar el conjunto de fonemas que debe esperar escuchar en la siguiente entrada.
- Decide (se imagina) qué fonemas ha oído.
- Convierte los fonemas en palabras.

Los *engine* de *SR* y *TTS* son el corazón del sistema de reconocimiento o de síntesis de voz. En la actualidad existen multitud de *engines* para ambas tareas y para la mayoría de las lenguas conocidas. A la hora de escoger un *engine* para incrustarlo a un sistema se debe tener en cuenta una serie de parámetros que son característicos de cada *engine*. Para que el *engine* de *SR* y *TTS* use un lenguaje español se escoge por medio del *LangID* (*0C0A - Spanish Modern Sort*).

III. DESARROLLO DEL SISTEMA DE CONTROL POR COMANDOS POR VOZ

A. Puerto paralelo

Las comunicaciones en paralelo se realizan mediante la transferencia simultánea de todos los bits que constituyen el dato (byte o palabra). Presentan la ventaja de que la transmisión puede ser más rápida [7].

Todos los ordenadores tipo PC están equipados, al menos, con una tarjeta de interface paralelo (figura 2), frecuentemente junto a un interface serie. Como sistema operativo, el DOS puede gestionar hasta cuatro interfaces de puertos paralelo, LPT1, LPT2, LPT 3 y LPT4, las tarjetas del puerto paralelo tienen una estructura muy simple; consta de tres registros:

- El registro de datos.- Es de tipo latch de 8 bits, que puede ser leído y escrito desde el procesador. Su dirección base del puerto paralelo es 0x 378.
- El registro de estado.- El registro de estado indica la situación actual de la impresora conectada al puerto. Se trata de un registro de entrada (Lectura) de información, su dirección se obtiene sumando 1 a la dirección base del puerto (0x379 en LPT1).
- El registro de control.- Es un registro de entrada/salida cuya dirección se obtiene sumando 2 a la dirección base del puerto (0x37A en LPT1).

Cuando se usa el puerto paralelo para otro cometido distinto al original, solo se puede contar con 12 líneas de salida de información desde el ordenador:

- pines del 2 al 9 > registro de datos
- pines 1,14, 16 y 17 > registro de control

Y 15 líneas de entrada al mismo:

- pines 2-9 > registro de datos
- pines 10,11,12,13 y 15 >registro de estado

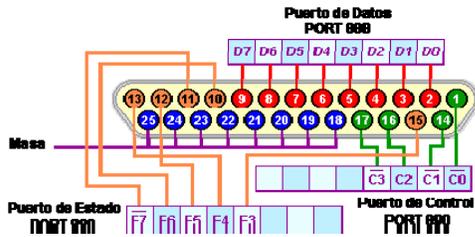


Fig. 2. Configuración del puerto paralelo.

```
Private Declare Function ShellExecute Lib "shell32.dll"
Alias "ShellExecuteA" (ByVal hWnd As Long, ByVal
```

Fig. 3 Declaración de librería Shell.32.

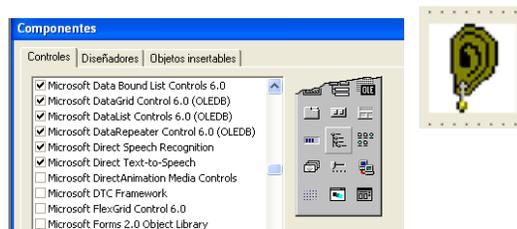


Fig. 4 Inserción de componentes SDK Microsoft e icono de SR.

Para el sistema propuesto se hace uso de las 12 líneas de salida, haciendo énfasis en que el puerto paralelo solo es una de las opciones de salida del sistema ya que al estar integrado en un PC el sistema, se pueden utilizar otros periféricos.

B. Programación de la aplicación

La programación se desarrolló en Visual Basic 6.0, dentro de la programación se puede configurar según las necesidades del control de la gramática a reconocer, con lo cual se tiene la adaptabilidad del sistema a un sin número de aplicaciones.

Dentro del sistema, el módulo de reconocimiento de comandos por voz utiliza la interfaz de *Voice command*. Para poder acceder a cualquier librería e interfaz de los SDK de Microsoft hay que habilitar la librería *Shell.32* como se muestra en el código de la Figura 3, dentro de la cabecera de declaración de variables, una vez declarada, la librería se encarga de mandar llamar las aplicaciones de los SDK.

Dentro de la interfaz de *Visual Basic* del módulo de reconocimiento de comandos por voz se debe agregar los componentes de los SDK y la *SAPI* para poder trabajar con ellos y con los *engines* como se puede apreciar en la Figura 4.

La función que se utilizó del componente es *DirectSRI_PhraseFinish* que se activa después de decir un comando de voz y realiza el reconocimiento guardando el resultado en *phrase* a modo de texto. El comando recibido se compara con la gramática programada. En la Figura 5 se puede apreciar las distintas funciones con las que cuenta el componente. Siendo las tres últimas para el control de los comandos recibidos y las primeras aplicables para el icono de *DirectSRI*.

En la Figura 6 se muestra la programación de la gramática contra la que se compara el comando de voz guardado en *phrase*.

ClickIn
ClickOut
DragDrop
DragOver
Error
GotFocus
Interference
LostFocus
Paused
PhraseFinish
PhraseHypothesis
PhraseStart

Fig. 5 Funciones de la interfaz *Voice command* y *DirectSRI*.

```
Private Sub Form_Load()
Dim totaldata As String

totaldata = "[Grammar]" & vbCrLf & _
"langid=1033" & vbCrLf & _
"type=cfg" & vbCrLf & _
"[<Start>]" & vbCrLf & _
"<Start>=luz sala" & vbCrLf & _
"<Start>=luz baño" & vbCrLf & _
"<Start>=luz recamara" & vbCrLf & _
"<Start>=luz jardin" & vbCrLf & _
"<Start>=puerta principal" & vbCrLf & _
"<Start>=puerta recamara" & vbCrLf & _
"<Start>=puerta baño" & vbCrLf & _
"<Start>=cochera" & vbCrLf & _
"<Start>=ventana recamara" & vbCrLf & _
"<Start>=ventana cocina" & vbCrLf & _
"<Start>=aspersores" & vbCrLf & _
"<Start>=ventilacion" & vbCrLf

DirectSRI1.GrammarFromString (totaldata)
DirectSRI1.Activate
```

Fig. 6 Programación de gramática de comandos de voz.

```
Select Case Phrase

Case "luz sala"
If i1 = 0 Then
d1 = 1
i1 = 1
Else
d1 = 0
i1 = 0
End If

dato = d1 + d2 + d3 + d4 + d5 + d6 + d7 + d8
Out &H378, dato
```

Fig. 7 Comparación y envío de datos al puerto paralelo.

En Figura 7 se puede observar la comparación de los comandos (la cual se hace a través de un select case de lo que contiene *phrase* guardado como texto), y el envío de datos a través del puerto paralelo.

C. Etapa de potencia

En la etapa de potencia se consideran elementos que permiten la transmisión de la potencia por parte del control de tal manera que no se dañe el puerto paralelo de la PC, para lo cual se usan opto-transistores dado que con éstos se pueden manejar tanto voltajes de directa como de alterna según las necesidades de la aplicación, aunado a esta precaución se recomienda que a la salida del opto-transistor se conecte un relevador para alimentación a cada uno de los dispositivos a controlar un ejemplo de la conexión se puede apreciar en la Figura 8.

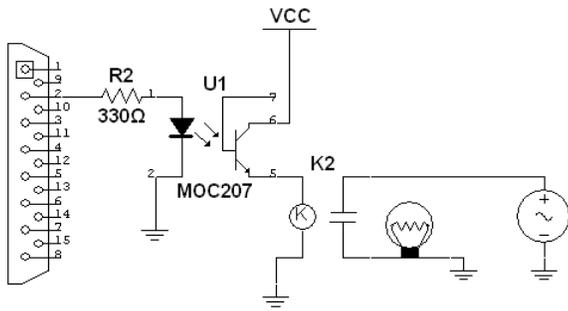


Fig.8 Muestra de una conexiones del puerto paralelo a la parte de potencia.

Cabe mencionar que existen otros medios de conexión a los periféricos de salida o incluso si se requiere en la aplicación se puede hacer uso de Microcontroladores, Gal's o PLC's como parte de la etapa de potencia del sistema, añadiendo al sistema un control más elaborado en cuanto a la conexión de dispositivos a manejar.

IV. VALIDACIÓN DEL CONTROL POR VOZ

El reconocimiento del habla en la actualidad es una tecnología de gran ayuda, y aplicaciones diversas, aunado a esto existen numerosos SDK para desarrollar múltiples aplicaciones con este tipo de tecnología. Aprovechando lo antes dicho el sistema presentado se apoyó de estas tecnologías para realizar el módulo de reconocimiento de comandos por voz. En este caso con aplicaciones en domótica, permitiendo que el sistema sea robusto con el reconocimiento de comandos por voz de varios usuarios, así como de múltiples comandos tantos como los que se den de alta en el software, sin importar el ambiente donde se aplique el sistema.

Como resultado del sistema presentado el funcionamiento del mismo se validó y caracterizó, para esto se definió el procedimiento del sistema:

- 1) Cargar el *grammar* de los comandos a reconocer.
- 2) Habilitar el módulo de reconocimiento de comandos por voz.
- 3) Ingresar un comando por voz.
- 4) Esperar notificación del reconocimiento con la activación de un bit del puerto paralelo.

En este caso la validación y caracterización se hizo de manera cualitativa debido a la naturaleza booleana del sistema. Se siguió el proceso hasta el paso 4 y se regresó al paso 3 hasta completar 1000 ingresos de comandos por usuario, de los cuales se registró el reconocimiento de los comandos, los cuales al ser reconocidos mandaban una señal a la etapa de potencia prendiendo un foco como se puede apreciar en la figura 7. De los resultados obtenidos se calculó un porcentaje de reconocimiento, cabe destacar que se hicieron 2 pruebas con este proceso, una sin ruido con un hombre y una mujer, y una con ruido con una bocina a medio volumen a una distancia de 70 cm del micrófono (Figura 9), con un hombre y una mujer, se eligió la validación de esta manera para determinar las condiciones en las que puede trabajar el sistema y un hombre y una mujer por las diferencias de tonalidad de voz para demostrar que el sistema puede ser usado por diferentes personas.

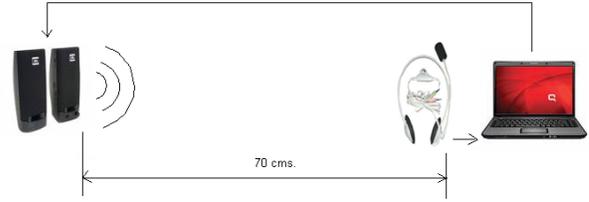


Fig. 9 Ubicación de micrófono y bocinas para la segunda prueba del módulo de reconocimiento por comandos de voz.

De las pruebas realizadas se obtuvo un 99.3% de reconocimiento para el usuario hombre y un 99.2% para el usuario mujer fue en la primer prueba y un 97.5% de reconocimiento para el usuario hombre y un 96.3% para el usuario mujer en la segunda prueba. Se notó en estas pruebas que el ruido no afecta mucho al reconocimiento, sino más bien la velocidad con que se ingresan los comandos y el tono de voz. Por lo que se recomienda que el usuario ingrese los comandos de una manera clara y audible.

V. CONCLUSIONES

El sistema presentado en este artículo cumple con la versatilidad de aplicación para la cual se desarrolló, es de bajo costo y fácil realización ya que puede programarse en cualquier computadora, además la etapa de potencia propuesta contiene pocos elementos de fácil acceso y conexión. Puede ser manejado por cualquier usuario aun incluso en condiciones ruidosas.

Cabe destacar que la versatilidad del sistema consiste en la manipulación del tamaño del dominio de los comandos a reconocer.

REFERENCIAS

- [1] Cabas Daniel, Navarro Camilo Montes, Herrera Ospino Frank, Nuñez Arias Gilma, "Definición de Domótica", Facultad de Ingeniería Universidad del Magdalena Santa Marta, Colombia. Disponible en: <http://es.scribd.com/doc/43255254/Domotica-Articulo>
- [2] P.M. Angel, L.B. Fraigi, "Introducción a la Domótica", Escuela Brasileño-Argentina de Informática, 1993.
- [3] Hassan G., "Instalaciones y servicios en la edificación", Madrid Vicente Ediciones, 1997.
- [4] Romero, C., Vazquez, F. De Castro, C., "DOMOTICA E INMOTICA. Viviendas y edificios inteligentes".
- [5] Wikimedia Foundation Inc., Editada 12 Noviembre de 2007. Disponible en: http://es.wikipedia.org/wiki/Comprension%20del_lenguaje
- [6] Rojas Bello, Richard Nolberto, Araya Araya, Erick y Vidal Vidal, Luis Hernán, "Diseño y desarrollo de prototipo de sistema de traducción instantánea de habla y transmisión en tiempo real, sobre el protocolo rtp utilizando tecnologías de reconocimiento de voz", Mayo 2006, vol. 3, pp. 15-25. Disponible en: http://mingaonline.uach.cl/scielo.php?script=sci_arttext&pid=s0718-025x2006000100002&lng=es&nrm=iso
- [7] Gómez Negrete Virgilio, "El puerto paralelo de la PC", 1999. Disponible en: <http://www.modelo.edu.mx/univ/virtech/circuito/paralelo.htm>



Martínez A Gloria M. nació un 18 de Diciembre de 1981 en Torreón, Coahuila. Obtuvo el título de Ingeniero Electrónico con especialidad en Instrumentación y Control en el Instituto Tecnológico de la Laguna en el año del 2005. Obtuvo el grado de Maestro en ciencias en el año 2008 en Ingeniería Electrónica en la especialidad de Instrumentación y Control el Instituto Tecnológico de Chihuahua. Labora en empresas de automatización y control como ingeniero de diseño y automatización desde 2007, e imparte cátedra en la Universidad Tecnológica de

Torreón desde 2009 en las carreras de Mecatrónica y Procesos de producción. Actualmente es profesor de tiempo completo en la universidad desarrollando investigaciones en las áreas de control y automatización.



Salazar V. Eduardo nació un 18 de Mayo de 1964 en Torreón, Coahuila. Obtuvo el título de Ingeniero Industrial en Electrónica en el Instituto Tecnológico de la Laguna en el año del 2000. Título Especialidad Automatización de Procesos Industriales en el año 2005 en Instituto Tecnológico de Saltillo Estudios de maestría en el año 2007 en sistemas Electrónica en el Instituto Tecnológico de estudios superiores de Monterrey. Imparte cátedra en la Universidad Tecnológica de Torreón desde 1999 en las carreras de Mecatrónica, Procesos de

Producción y Mantenimiento Industrial. Actualmente es profesor de tiempo completo en la Universidad desarrollando investigaciones en las áreas de control y automatización.



Hernández R. Angélica nació el 03 de enero de 1981 en Matamoros Coahuila, Obteniendo el Grado de Ingeniero Electrónico con especialidad en Instrumentación y Control en el Instituto Tecnológico de la Laguna en el año del 2008. Los estudios de posgrado los Realiza de igual forma en el ITL obteniendo el grado de Maestro en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica con especialidad en Instrumentación el mes de junio de 2011. Actualmente se encuentra laborando como profesor de tiempo completo para la Universidad Tecnológica de Torreón en el

programa educativo de Tecnologías de la Información y Comunicación, además participa en el área de desarrollo con proyectos multidisciplinarios en conjunto con otras carreras de la misma Institución.

Uso de técnicas de visión por computadora y aprendizaje automático para detección y reconocimiento de rostros.

García A. Ernesto y Nuño M. Marco A.

Resumen— En este trabajo se desarrolló una implementación para la detección y reconocimiento de rostros, incluyendo cuatro módulos, los cuales son: detección de rostros, filtros y preprocesamiento, entrenamiento y clasificación y reconocimiento, para una identificación biométrica a través de archivos extraídos de una cámara digital. En el módulo de detección de rostros se utilizó el clasificador HAAR, contenido en las librerías de OpenCV, identificando los rostros resultantes, los aislamos del frame original. En el módulo de filtros y preprocesamientos aplicamos algunos preprocesamientos, como son: estandarización de la imagen, transformación a escala de grises y ecuilización de histogramas. En los módulos de entrenamiento y clasificación y reconocimiento, trabajamos con algoritmos que se encuentran embebidos en la plataforma Weka, que nos reforzó en gran manera en la clasificación e identificación de cada persona. Se utilizaron herramientas de programación como C++, en conjunción con las librerías de OpenCV para el procesamiento de imágenes, así como también la plataforma Weka se utilizó para los dos últimos módulos que aquí se mencionan.

Palabras clave— Clasificadores, Filtros, Preprocesamiento y Región de interés.

I. INTRODUCCIÓN

La biometría es el estudio de métodos automáticos para el reconocimiento único de humanos basados en uno o más rasgos conductuales. El término se deriva de las palabras griegas "bios" de vida y "metrón" de medida [1].

El reconocimiento de patrones se utiliza actualmente para la solución de tareas tales como el reconocimiento de caracteres, huella digital, reconocimiento del habla y reconocimiento facial entre otros; por esta razón desde hace años se ha venido desarrollando estos tipos de metodología que intentan resolver este tipo de problemas [1].

Manuscrito recibido el 16 de Agosto de 2011. Este trabajo fue respaldado por la Dirección de Posgrado de la Universidad Politécnica de Victoria. El primer autor agradece al CONACYT por el soporte financiero otorgado por medio de la beca de maestría No. 242560. El segundo autor agradece el soporte financiero recibido por el PROMEP, mediante el apoyo al proyecto "Implementación de Arquitecturas FPGA para algoritmos de visión por computadora y aprendizaje automático", con número de proyecto UPV-PTC-011.

García A. Ernesto es estudiante de la maestría en Ingeniería de la Universidad Politécnica de Victoria. Actualmente, esta por concluir su tesis de posgrado, cuyos principales resultados se reportan en este trabajo.

Nuño M. Marco A. es Profesor Tiempo Completo adscrito a la Universidad Politécnica de Victoria desde el año 2009. Sus principales intereses de investigación están relacionados con el diseño de arquitecturas hardware de alto desempeño para resolver problemas de visión por computadora y aprendizaje automático su implementación en dispositivos reconfigurables (específicamente en FPGAs).

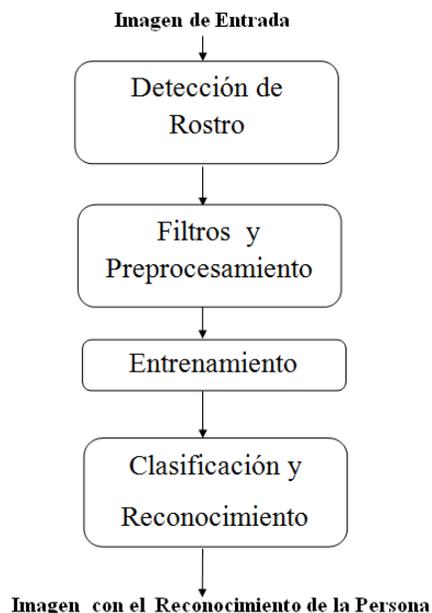


Fig. 1 Estructura de la implementación.

El cerebro humano es el sistema de cálculo más complejo que conoce el hombre. La computadora y el hombre realizan bien diferentes clases de tareas; así la operación de reconocer el rostro de una persona resulta una tarea relativamente sencilla para el hombre y difícil para la computadora, mientras que la contabilidad de una empresa es tarea costosa para un experto contable y una sencilla rutina para una computadora [2].

Algunas de las técnicas de aprendizaje automático han sido explotadas en la actualidad, como son: el reconocimiento de iris, voz y huellas dactilar.

El reconocimiento facial es una técnica de biometría no invasiva por lo que facilita el censo de una o varias personas a la vez. En esta implementación se utilizaron clasificadores que se encuentran en la plataforma Weka [3], con lo que se permite evaluar el desempeño de cada uno de los algoritmos, como son: KNN (K Nearest Neighbors), LWL (Locally Weighted Learning), NaiveBayes, DecisionTable y J48.

II. METODOLOGÍA

En este trabajo se desarrolló una aplicación para la detección de Rostros y reconocimiento facial, usando técnicas de visión por computadoras y aprendizaje automático, a través, de archivos

provenientes de una cámara. El sistema implementado se divide en cuatro módulos como se muestra en la figura 1.

Las etapas se describen a continuación:

Detección de rostro.- En esta parte, el video de entrada, se divide en *frames*, para después aplicarle el clasificador tipo HAAR [4], como resultado final se obtuvieron rostros detectados a lo largo de todo el video.

Filtros y preprocesamiento.- Ya que se identificaron las coordenadas de la detección de un rostro, que se genera del modulo anterior, extraemos la región de interés (rostro detectado), para después estandarizarla, a cuya sub-imágenes extraídas de la detección de rostros se le aplica algunos filtros y transformaciones cambiándolas de formato de: RGB a escala de grises y escala de grises a ecualización de histograma, para tener un mejor manejo de la misma ya que como resultado obtenemos imágenes de 1 solo canal (8 bits), después de realizar ya todo lo anteriormente mencionado, se guardo la sub-imagen en la base de datos, esto para cada sub-imagen.

Entrenamiento.- Básicamente en este módulo, como resultado del entrenamiento el algoritmo de clasificación aprende.

A partir de la base de datos generada en los módulos anteriores, se realizó un entrenamiento con todas las sub-imágenes obtenidas del video, para así después clasificar y reconocer a cada persona.

Clasificación y Reconocimiento.- Esta parte es la más importante de la implementación, cuya tarea es reconocer y clasificar a cada persona encontrada en el video, se realizó con algunas técnicas y algoritmos de reconocimiento, que se encuentran embebidas en la plataforma weka [3] como son: KNN (K Nearest Neighbors), LWL (Locally Weighted Learning), NaiveBayes, DecisionTable y J48.

III. DESARROLLO EXPERIMENTAL

A. Detección de rostro

Es este módulo de la implementación, se detectaron los rostros de cada persona que se muestra en el video, la tarea principal de este módulo es detectar un rostro, ya que se obtendrán las coordenadas de la región de interés (rostro).

Básicamente en la detección de rostro se ejecutó con un programa que hay implementado en OpenCV (FaceDetect) [5], aunque este programa tiene algunas deficiencias al identificar rostros, fue de gran utilidad para automatizar el proceso de identificación de un rostro.

El faceDetect está basado en el clasificador tipo HAAR, que fue desarrollado por Viola-Jones [4].

Antes de comenzar a tratar y a preprocesar la región de interés (rostro), a los *frames* del video se les aplicó un zoom, este acercamiento tuvo la finalidad de obtener una mejor detección y tratar de identificar más rostros por *frame*, ya que se trabajó con *frames* de 640 x 480 y la resolución es muy baja o en su defecto de mala calidad.

A cada *frame* del video, se le aplica el FaceDetect clasificador tipo Haar, desarrollado por [5], que se encuentra en las librerías de OpenCV.

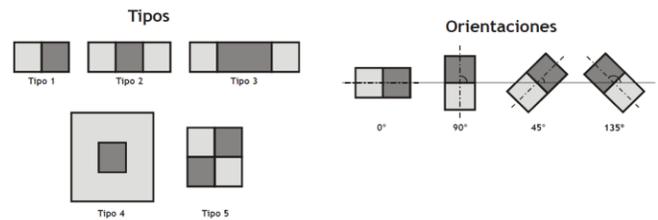


Fig. 2 Distintos tipos y orientaciones de características tipo Haar propuestas por Viola-Jones y Lienhart.



Fig. 3 Ejemplos de frames procesados con el clasificador tipo Haar (Detección de Rostros).

El detector de objetos descrito a continuación ha sido propuesto inicialmente por Viola-Jones [4] y mejorado por Rainer Lienhart[7]. En primer lugar, un clasificador (es decir, una cascada de clasificadores con características tipo Haar) se entrena con una muestra de unos cientos de puntos de vista de un objeto en particular en este caso rostros.

El clasificador está diseñado para encontrar los objetos de interés en diferentes tamaños, que es más eficiente que cambiar el tamaño de la imagen en sí.

La palabra "en cascada" significa que el clasificador resultante se compone de varios clasificadores simples (etapas) que se aplican posteriormente a una región de interés hasta que en algún momento se rechaza el candidato o todas las etapas son aprobadas.

El detector original de Viola-Jones utiliza tres tipos diferentes de características (números 1, 2 y 5 en la Figura 2) con dos posibles orientaciones (vertical y horizontal). El detector de Rainer Lienhart añade dos nuevos tipos de características (tipos 3 y 4), eliminando uno de los anteriores (tipo 5) y definiendo dos nuevas orientaciones diagonales (45° y 135°).

Al procesar este clasificador de cascada tipo Haar, a cada *frame* del video, se despliegan los posibles rostros encontrados. Como se muestra en la figura 3.

B. Filtros y preprocesamiento



Fig. 4 Filtros aplicados a la región de interés.

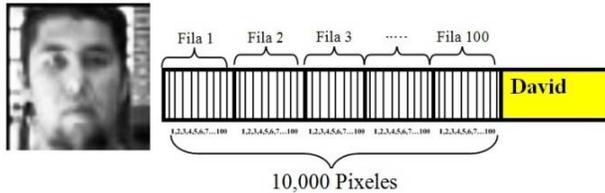


Fig. 5 Ejemplo de cómo se almacenan la información de los rostros en la base de datos con dimensiones 100x100.

Después de que se encontró la región de interés (rostro), se extrae el rostro detectado y se guarda en el buffer, para así realizar el primer preprocesamiento, se hace con las librerías de OpenCV, la imagen(sub-imagen) extraída la estandarizamos, en este caso se estandarizó en tres diferentes dimensiones, 25x25, 50x50 y 100 x100, ya que la región de interés o sub-ímagenes se extrae cada una en distintas dimensiones. La razón más importante por la cual se le aplica este preprocesamiento a los rostros detectados es porque necesitamos tener un estándar en las dimensiones de los rostros extraídos, y será de fácil manejo al aplicarle algunos filtros y tener una mejor desempeño en el procesado de la sub-imagen.

Ya que se estandarizaron los rostros, se le aplicó el primer filtro a las imágenes extraídas.

Debido que para cuestiones de investigación, en el proceso de tratamiento de imágenes, es más cómodo trabajar con imágenes de un solo canal (monocromática) y el valor del pixel es de 8 bits de profundidad, ya que es fácil por ser un formato más ligero y su productividad de procesamiento exitoso. Ya que con el formato de 3 canales (RGB) difícilmente se podrá trabajar con él.

A la región de interés ya que fue extraída y estandarizada se obtuvo en formato RGB, lo cual se le aplica un filtro como anteriormente mencionamos, de Formato RGB a Escala de Grises.

Después se le aplicó un filtro al formato Escala de Grises, en esta parte se preprocesa la imagen nuevamente, pero ahora de Grayscale a Ecuilización de histogramas (EH), lo cual es de gran ayuda al tener mayor porcentaje en el reconocimiento, ya que es un método muy simple de normalización que se ajusta el brillo y el contraste de la imagen. El resultado de aplicarle los filtros ya antes mencionados quedaría como se muestra en la figura 4.

Al detectar un rostro en la imagen, se realiza todo el preprocesamiento ya antes mencionado, guardándose en el búfer, después se descarga la información de cada rostro o región de interés que fue detectado, a una base de datos, que es un archivo en formato .arff [8], esta base de datos contendrá información necesaria de todos los rostros que han sido detectados por el



Fig. 6 Organización de base de datos a entrenar.

facetedetect y servirá como entrada para el módulo de entrenamiento.

El formato manejado en la base de datos archivo.arff [8] para cada rostro se muestra en la figura [5].

Descargamos la imagen en formato de EH, cada pixel de la imagen está representado en 8 bits, la combinación de los 8 bits contiene el valor del pixel y en decimal se representa de 0 a 255. De manera que para cada rostro encontrado lo recorreremos filas y columnas dependiendo de las dimensiones de las sub-imagen obtenida del video ya mencionado anteriormente, y se irán guardando en la base de datos archivo.arff, con su respectivo etiquetado. El etiquetado es el nombre de la persona, a quien corresponden los vectores de bits que se accedan y se guarden, un ejemplo claro y preciso de cómo se almacenan las imágenes en la base de datos a continuación se muestra en la figura 6.

C. Entrenamiento

El entrenamiento básicamente se trabajó con la base de datos creada ya antes mencionada (archivo.arff) [8], que contiene todos aquellos rostros extraídos y preprocesados, con la finalidad de realizar un entrenamiento efectivo.

En la base de datos creada anteriormente se guardan imágenes de rostros de 5 personas, cada rostro guardado de cada persona tratamos de que sean diferentes estados de ánimo del rostro (triste, alegre, nostálgico, etc.), esto para obtener mejores datos de entrada al entrenamiento, se obtuvieron resultados por arriba del 75% de reconocimiento.

La base de datos básicamente se crea por un subsistema que fue implementación en este trabajo, ganando ventaja para que cualquier video sea procesado y ejecutado por el sistema, comparando con otros trabajos las base de datos utilizadas son estáticas, o sea se entrena con los rostros que incluye la base de datos. Un ejemplo claro de la base de datos a entrenar se muestra en la figura 6

D. Clasificación y reconocimiento

En esta parte de la implementación es de suma importancia, ya que los algoritmos de clasificación y reconocimiento realizan la identificación de la persona o personas que interactúan con el video.

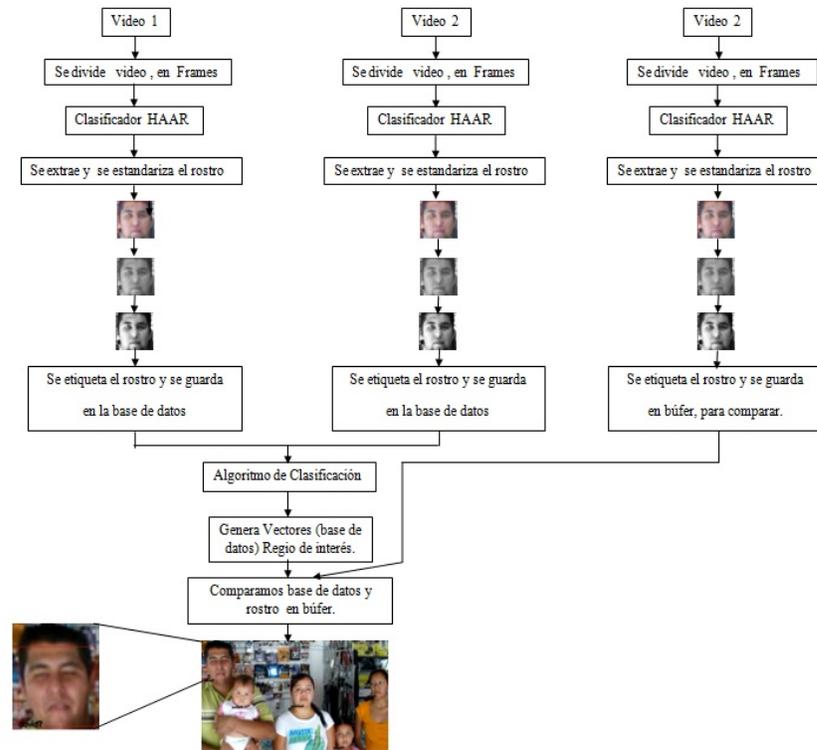


Fig. 7 Diseño específico de la implementación.

Son cinco los algoritmos de clasificación los cuales hacemos mención a continuación KNN (K Nearest Neighbors), LWL (Locally weighted Learning), NaiveBayes, DecisionTable y J48 (Árboles de decisión) que se encuentra embebido en la plataforma Weka, los cuales realizan la tarea de reconocimiento, esto para cada rostro encontrado y etiquetando su nombre debajo del recuadro de la detección.

Se obtuvo buenos resultados por parte de los algoritmos de clasificación, ya que se desempeñaron satisfactoriamente, tomando en cuenta todo el preprocesamiento mencionado anteriormente, los resultados fueron un poco más allá del 75% de reconocimiento, cabe destacar que estos resultados están por encima de otros trabajos, el objetivo es ir aportando un poco más en esta rama de la computación (visión por computadora).

WEKA: Es una colección de algoritmos de Máquinas de conocimiento desarrollados por la universidad de Waikato (Nueva Zelanda) implementados en Java, útiles para ser aplicados sobre datos mediante las interfaces que ofrece o para embeberlos dentro de cualquier aplicación. Además Weka contiene las herramientas necesarias para realizar transformaciones sobre los datos, tareas de clasificación, regresión, clustering, asociación y visualización.

A continuación se describirán brevemente cada clasificador utilizado:

KNN: Es un algoritmo muy sencillo en el que se busca la muestra almacenada más cercana (o las K muestras más cercanas, en el caso del K-NN). Por lo general, como medida de distancia se utiliza la distancia euclídea.

Unas de las principales características de este algoritmo son, que el entrenamiento es muy rápido, aprende funciones complejas y no hay pérdida de información [9].

TABLA I.
TABLA DE RESULTADOS.

Dimensión	KNN	LWL	NaiveBayes	DecisionTable	J48
25x25	80.0 %	55.0 %	66.66 %	58.33 %	83.33 %
50x50	80.0 %	56.66 %	30.0 %	51.66 %	20.0 %
100x100	98.33 %	78.33 %	100.0 %	85.0 %	100.0

LWL: Aprendizaje basado en pesos locales. La regresión localmente ponderada pertenece a la familia de los algoritmos basados en instancias, utiliza las cercanías o las distancias ya pesadas de los ejemplos de entrenamiento para formar una aproximación local a la función objetivo [10].

NaiveBayes: Es una técnica de clasificación predictiva basada en la teoría de la probabilidad de análisis de Tomas Bayes. Es un método de clasificación probabilístico.

Cuando no se tiene bien claro que se va a predecir en función de otros, una técnica muy habitual es tratar de utilizar el algoritmo de clasificación NaiveBayes tratando de predecir el valor de todos los atributos en función de todos los atributos (todos contra todos) [11].

DecisionTable: La tabla de decisión es un instrumento para decidir la mejor alternativa en un proceso de decisión. Para ello se utiliza el concepto de regla de decisión, que es una aplicación que asocia a cada alternativa un número, que expresa las preferencias del decisor por los resultados asociados a dicha alternativa.

J48: El algoritmo J48 es un algoritmo de minería de datos que se ha utilizado en multitud de aplicaciones, esta implementación es una de ellas.

Para cada operación de poda, define la probabilidad de error que se permite a la hipótesis de que el empeoramiento debido a esta operación es significativo. Cuanto más baja se haga esa probabilidad, se exigirá que la diferencia en los errores de predicción antes y después de podar sea más significativa para no podar [12].

IV. PRUEBAS Y RESULTADOS

En esta sección básicamente se muestran todos aquellos resultados obtenidos del entrenamiento y de la clasificación de los algoritmos ya antes mencionados. El equipo usado para esta aplicación fue un equipo de computo portátil, con un procesador Intel Celeron a 2.3 GHz con memoria RAM de 2GB.

Dentro de los resultados obtenidos cabe destacar que para el entrenamiento se utilizó un video con una duración de 3 segundos. Por parte de la clasificación se utilizó un video diferente al del entrenamiento, esto para que los resultados sean más significativos, el video aquí mencionado en la clasificación es un video en formato .AVI de una duración de 1 segundo, al igual extraído de una cámara digital.

Cabe destacar que los resultados obtenidos se despliegan en el video de clasificación, ya que al encontrar un rostro, los algoritmos de clasificación identifican a la persona a quien pertenece el rostro detectado, y el algoritmo predice y da el nombre según su entrenamiento.

Cuando los algoritmos de clasificación arrojan falsos positivos, o sea no reconocen a la persona correctamente, se despliega en el video un mensaje diciendo "falso positivo", los algoritmos cuando acierta en su reconocimiento, emite un mensaje con el nombre de la persona identificada, reconociendo quien es la persona, el mensaje se coloca en la parte inferior izquierda del recuadro color rojo como se muestra en la figura 7.

En la tabla 1 se muestran los resultados obtenidos por parte de los algoritmos de clasificación, se realizaron 6 pruebas por cada algoritmo de clasificación y se muestran los porcentajes promedios del desempeño de cada uno de ellos. Se probó cada algoritmo con tres diferentes dimensiones de los rostros obtenidos, lo cual se obtuvo distintos resultados. Los algoritmos con alto porcentaje fueron NaiveBayes y J48 en dimensiones 100 x 100. El algoritmo más bajo fue el J48 en dimensiones 50 x 50.

El algoritmo que obtuvo mayor porcentaje en las tres dimensiones fue el KNN, ya que en las tres dimensiones se comporta de manera estable.

Cabe destacar que para la implementación que se desarrolló, la dimensión más óptima fue 100 x 100, ya que los resultados están por arriba del 75 %.

IV. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

En este trabajo se analizó el problema del reconocimiento facial. Los altos porcentajes de detección y reconocimiento facial, demuestran la efectividad de la combinación de técnicas, metodologías, filtros y algoritmos utilizados aquí, dan la posibilidad de llevar el sistema a una aplicación en tiempo real, ya que obtuvimos muy buenos resultados por parte de los algoritmos ya mencionado con anterioridad. Esta implementación

aquí desarrollada puede ser mejorada a través de diferentes puntos que a continuación se describen:

- El etiquetado de los rostros sea de manera automática, ya que aquí lo realizamos semiautomático.
- Detectar un rostro con perfil completo, es decir que los rostros detectados se encuentre completamente de perfil.

REFERENCIAS

- [1] Gutiérrez González, L, "Reconocimiento de rostros utilizando redes neuronales", Puebla México: Universidad de las Américas, 2000, Capítulo.
- [2] B.O. Xabier, "Redes Neuronales Artificiales y sus Aplicaciones", Dpto. Ingeniería de Sistemas y Automática, Escuela Superior de Ingeniería de Bilbao, Total pág. 79.
- [3] J R. R. Bouckaet, E. Frank, Mark Hall, Richard Kirkby, Peter Reutemann, Alex Seewald, David Scuse, "WEKA Manual for version 3-6-0", New Zealand: University of Waikato, December de 2008.
- [4] P. Viola and M. Jones, "Robust real-time face detection". In Proc. Of IEEE Workshop on Statistical and Computational Theories of Vision, 2001..
- [5] R.B. Gary and K. Adrian, "Computer Vision With the OpenCV Library", USA : Safari, September 2008 First Edition, pag. 506-516.
- [6] R.B. Gary and K. Adrian, "Computer Vision With the OpenCV Library", USA : Safari, September 2008 First Edition.
- [7] R. Lienhart, A. Kuranov and V. Pisarevsky, "Empirical analysis of detection cascades of boosted classifiers for rapid object detection". Microprocessor Research Lab Technical Report, Intel Labs, 2002.
- [8] R. R. Bouckaet, E. Frank, Mark Hall, Richard Kirkby, Peter Reutemann, Alex Seewald, David Scuse, "WEKA Manual for version 3-6-0", New Zealand: University of Waikato, December de 2008, Chapter 9 ARFF, Pag. 153-179.
- [9] R.R. Jorge E., R.B. Edwar, F.C. Roger O. "Clasificación de datos usando el método k-nn", Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Diciembre de 2008.
- [10] H.R. Gladis, "BALANCEO DE DATOS PARA LA CLASIFICACIÓN DE IMÁGENES DE GALAXIAS", Universidad Politécnica de Puebla, Abril de 2010.
- [11] Z. Harry, "The Optimality of Naive Bayes", New Brunswick, Canada: University of New Brunswick, American Association for Artificial Intelligence, 2004.
- [12] J. María, A.S. Aránzazu "Análisis de Datos en WEKA – Pruebas de Selectividad", Universidad Carlos III.



García A. Ernesto, Nació en Cd. Victoria Tamaulipas, México, el 14 de Septiembre de 1984. Ing. en Sistemas Computacionales con Especialidad en Redes y Sistemas distribuidos, en el Instituto Tecnológico de Cd. Victoria (ITCV), en Cd. Victoria Tamps. México, en 2009 obtuve mi grado. Actualmente me encuentro laborando en una empresa prestadora de servicios en el departamento de Informática y Telecomunicaciones en Ciudad Victoria Tamaulipas México y Concluyendo mis estudios de posgrado en la Universidad Politécnica de Victoria, las líneas de investigación de mi agrado son las siguientes: redes de computadoras, visión por computadora, procesamiento de imágenes y aprendizaje automático.



Nuño M. Marco A. obtuvo su grado de Ingeniero en Computación por parte de la Universidad Americana de Acapulco en el año 2001. Obtuvo su maestría en Ciencias Computacionales por parte del Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica (INAOE) en el año 2003, y su doctorado en Ciencias Computacionales por parte del mismo instituto en el año 2009. Actualmente se encuentra laborando como Profesor-Investigador en la Universidad Politécnica de Victoria en Ciudad Victoria Tamaulipas México. Sus principales líneas de investigación son: Aprendizaje Automático, Diseño de Sistemas Digitales basados en FPGA's, Análisis Digital de Imágenes, Visión Computacional y Redes Neuronales Artificiales.

Instrumentación virtual remota con tecnología CGI

Hernández R. Angélica, Martínez A. Gloria M. y Salazar V. Eduardo

Resumen—La instrumentación electrónica juega un papel imprescindible en la industria. La productividad de los procesos industriales depende en gran medida de la medición y manipulación de las variables físicas, razón por la que constantemente se desarrollan nuevos materiales y equipos enfocados en la adquisición, control y supervisión de dichos procesos. Con el propósito de integrar sistemas de análisis químico, industriales o de laboratorio, a una computadora, para así almacenar, mostrar y analizar los resultados haciendo uso de la misma o de una red de computadoras; en el presente trabajo se estudia y propone el diseño de un instrumento virtual típico, así como la instrumentación virtual remota para el despliegue de la información adquirida por el mismo utilizando la WEB y tecnología CGI en LabVIEW.

I. INTRODUCCIÓN

La Instrumentación Virtual (IV) es el conjunto hardware-software, que haciendo uso de instrumentos virtuales transforma la computadora en un sistema de medición, análisis y control, con la posibilidad de integrar aplicaciones de contabilidad, gestión de información, utilizando la potencia de cálculo y productividad de la informática actual para garantizar el análisis, almacenamiento, distribución y despliegue de los datos recolectados. [1-3] Añadimos la capacidad de conexión que acompaña a las computadoras personales, entramos en el campo de la Instrumentación Virtual Remota (IVR), concepto que añade a la instrumentación virtual la opción de utilizar una red local, o Internet, para interactuar de forma remota con instrumentos virtuales existentes en otra localidad, permitiendo compartir recursos entre comunidades científicas y universitarias.

La Instrumentación Virtual Remota no puede existir sin la presencia de las redes de computadoras y sus protocolos de comunicación. Un protocolo de comunicación podría definirse, de forma sencilla, como un conjunto de reglas que permite que dos o más dispositivos se comuniquen entre sí [4].

Para el desarrollo de la Instrumentación Virtual y la Instrumentación Virtual Remota descrita en el presente trabajo se seleccionó LabVIEW, programa de la compañía National Instruments, pionera en la aplicación de los conceptos antes mencionados. LabVIEW ofrece una serie de funciones,

Manuscrito recibido el 15 de Agosto de 2011. Este trabajo fue respaldado por el Laboratorio de Automatización de la Universidad Tecnológica de Torreón. Hernández R. Angélica hasta la fecha se ha desempeñado como Profesor de Tiempo Completo de la Universidad Tecnológica de Torreón en la carrera de Tecnologías de la Información; Carretera Torreón-Matamoros Km. 10 Ejido El Águila, Municipio de Torreón, Coah. Teléfonos Prensa: 729-7412, Conmutador: 729-7400, Fax: 729-7122. (akjih@hotmail.com).

Martínez A. Gloria Mónica hasta la fecha se ha desempeñado como Profesor de Tiempo Completo de la Universidad Tecnológica de Torreón en la carrera de Mecatrónica; Carretera Torreón-Matamoros Km. 10 Ejido El Águila, Municipio de Torreón, Coah. Teléfonos Prensa: 729-7412, Conmutador: 729-7400, Fax: 729-7122. (ketherelohim@hotmail.com).

Salazar V. Eduardo hasta la fecha se ha desempeñado como Profesor de Tiempo Completo de la Universidad Tecnológica de Torreón en la carrera de Mecatrónica; Carretera Torreón-Matamoros Km. 10 Ejido El Águila, Municipio de Torreón, Coah. Teléfonos Prensa: 729-7412, Conmutador: 729-7400, Fax: 729-7122. (ensenada1096@hotmail.com).

tecnologías y protocolos de comunicación para la implementación de aplicaciones cliente – servidor. Entre ellas encontramos:

- Funciones para el trabajo con el protocolo TCP/IP.
- Funciones para el trabajo con el protocolo UDP.
- Servidor RDA (RemoteDevice Access server).
- Servidor VI (Virtual Instrumentation).
- DataSocket.
- Panel Remoto (Remote Panel).

Todas estas aplicaciones poseen características tanto específicas como compartidas pero es decisión del usuario quien hará la aplicación determinada basándose en ellas eligiendo así la que más convenga.

A. Servicios Web

La World Wide Web (www) y la Internet que la alimentan son, posiblemente, los desarrollos más importantes en la historia de la computación. Estas tecnologías han llevado a todos (con cientos de millones más que eventualmente seguirán) a la era de la informática; además, se han convertido en parte integral de la vida diaria en la primera década del siglo XXI. Un servicio Web es un medio para ofrecer información o lógica operativa, mediante protocolos estándar, como por ejemplo el HTML o el XML. Un servicio Web comprende una o más funciones, empaquetadas de forma conjunta, para que se utilicen en un entorno de trabajo común a través de una red [4].

En LabVIEW existen tres tecnologías fundamentales para el montaje de servidores de instrumentos virtuales a través de la Web [1, 2, 5].

- Java Applets
- Active X
- CGI (Common Gateway Interface)

B. Tecnología CGI

La tecnología CGI (Common Gateway Interface), a pesar de ser una de las más antiguas, es actualmente utilizada en infinidad de servidores Web. El uso de la misma permite el desarrollo de páginas interactivas, garantizando un intercambio seguro de datos entre el navegador cliente y la aplicación que funge como servidor. Su funcionamiento permite al servidor web pasar la información suministrada por el cliente a programas residentes en la misma máquina que brinda el servicio Web. La respuesta a dicha ejecución será reenviada al cliente.

Cuando se utiliza el protocolo CGI, el servidor web pasa a ser un Gateway (Pasarela), realizando un mínimo procesamiento de los datos que pasan a través de él. Suministra los datos del cliente al programa a ejecutar, y devuelve los resultados obtenidos de dicha ejecución en código HTML al navegador cliente [3].

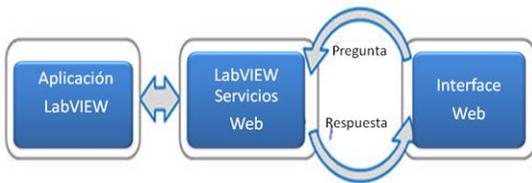


Fig. 1 Diagrama en bloques de las interacciones cliente – servidor utilizando CGI.

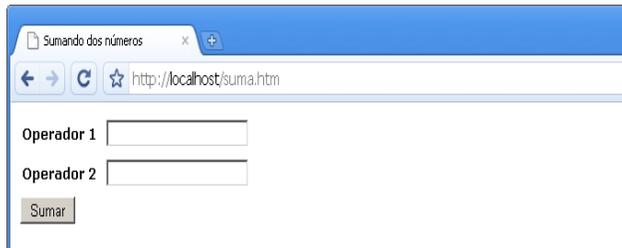


Fig. 2 Aspecto de la página de ejemplo para realizar la suma de dos números.

Los códigos CGI pueden desarrollarse en casi cualquier lenguaje de programación, C/C++, Visual Basic, Perl, AppleScript, y por supuesto LabVIEW. Los mismos no deben tener grandes tiempos de procesamiento, pues durante este tiempo el usuario esperará una respuesta. En cuanto a la seguridad, los servidores Web que utilizan tecnología CGI comúnmente sitúan los programas y documentos en un directorio único, al que solo deben tener acceso los webmaster, garantizando la confiabilidad de las aplicaciones ejecutadas y la información publicada.

En el Capítulo II se presenta el funcionamiento de la tecnología CGI en LabVIEW, en el Capítulo III se aborda la adquisición de datos y publicación en la web. Dentro de éste último los requerimientos básicos y los instrumentos virtuales típicos y el instrumento virtual remoto para lograrlo, en el Capítulo IV se presentan conclusiones del trabajo presentado y finalmente las referencias.

II. FUNCIONAMIENTO DE LA TECNOLOGÍA CGI EN LABVIEW

Es necesario entender de forma sencilla cual es el funcionamiento de la tecnología CGI, ésta ejecuta programas en el servidor, de ellos se obtiene una respuesta en formato Web (HTML) que es enviada hacia el navegador del cliente. Para ilustrar lo antes expuesto se desarrolla un simple ejemplo donde el cliente consulta una página Web, en la misma podrá introducir 2 números que serán sumados por el servidor, el que retornará la respuesta al cliente utilizando el mismo navegador Web.

La apariencia de la página Web utilizada en el ejemplo se puede observar en la figura 2, donde se destacan los operadores 1 y 2 como elementos de entrada del formulario para realizar la suma de los números. El desarrollo del presente ejemplo se divide en dos partes:

1. Programación Web asociada a la página que consultará el cliente y generará la petición CGI.



Fig. 3 Elementos de formulario HTML. Izq: Entradas de texto; Der: Botón.

```

Linea 1. <title>Sumando dos números</title>
Linea 2. <formaction="/cgi-bin/suma.vi"
        method="post"      name="suma"
        id="suma">
Linea 3. <input type="text" name="OP1" />
Linea 4. <input type="text" name="OP2" />
Linea 5. <input type="submit" value="Sumar"
        name="submit"/>

```

Fig. 4 Código en HTML para la aplicación.

2. Programa en LabVIEW que ejecutará el servidor una vez reciba la petición CGI generada por la página Web consultada por el cliente.

A. Diseño de página web que hará petición CGI.

La forma más común de introducción de datos en una página web es a través de un formulario HTML. Un formulario HTML es simplemente un documento HTML que contiene etiquetas HTML especiales que, cuando son interpretadas por el navegador, se muestran como cuadros de texto, casillas de verificación, botones de opción, botones, cajas de selección. Con todos ellos los usuarios pueden interactuar, dos de los más comunes se muestran en la figura 3.

De la figura 2, a cada entrada se le ha asignado un nombre (OP1 y OP2) y al presionar el botón se ejecutará en el servidor el código asociado al instrumento virtual suma.vi. La información en el formulario se enviará al servidor a través de una petición POST, lo que implica una codificación de los mismos.

El segmento de código mostrado en la figura 4, programado en HTML, da como resultado el formulario web presentado en la figura 2, del mismo se resaltan las líneas más importantes como lo son: la llamada a la captura de texto y el botón que nos llevará a la página generada por LabVIEW y enviada como respuesta al cliente como se puede observar en el código de la figura 4.

En la línea 1 se define el título de la página. La línea 2 define la aplicación o el instrumento virtual que ejecutará el servidor (donde se desarrolla la tecnología CGI). La línea 3 y 4 constituyen los campos de entrada que definirán los usuarios, mientras que la línea 5 es una entrada de orden, o botón para enviar los datos del formulario al servidor.

B. Diseño de instrumento virtual para ejecutar el servidor web.

La figura 5 muestra la estructura básica de un programa que utiliza las funciones CGI, incluidas en LabVIEW con la instalación del paquete Internet DevelopersToolkit. En la misma se aprecian las funciones para atender la petición CGI, decodificar la información proveniente del navegador cliente, realizar la operación de suma y retornar la respuesta en formato HTML.

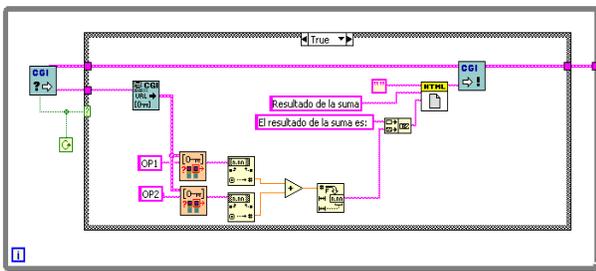


Fig. 5 Estructura básica de un programa en LabVIEW utilizando las funciones CGI.

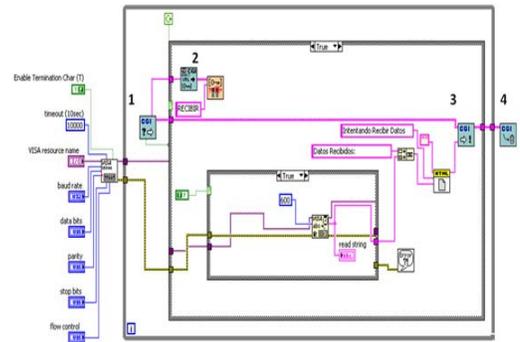


Fig. 7 Instrumento virtual para encuestar los datos adquiridos por el puerto serie.

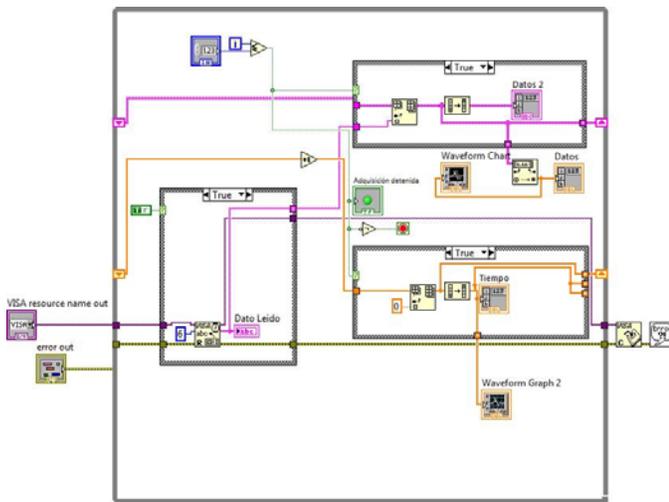


Fig. 6 Diagrama de bloques del IV para el análisis de mediciones.

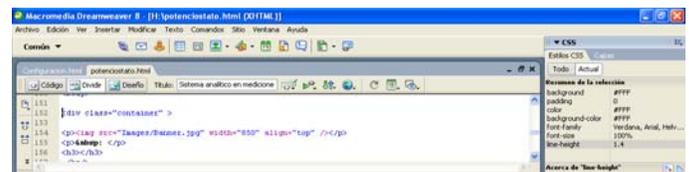


Fig. 8 Programa para el diseño de la página principal.

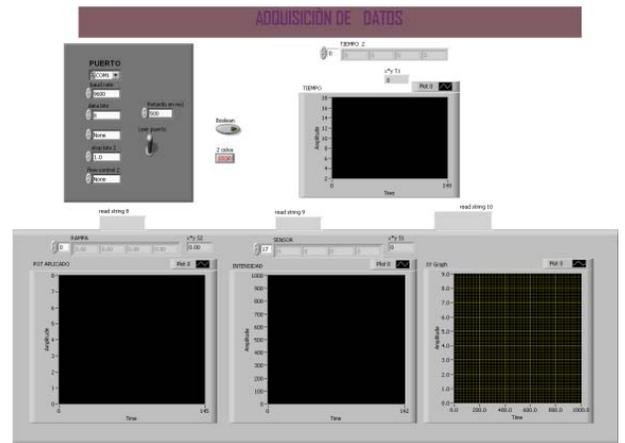


Fig. 9 Panel frontal de un VI para la adquisición de datos.

III. APLICACIÓN PARA LA ADQUISICIÓN DE DATOS Y PUBLICACIÓN EN LA WEB

Retornando a las necesidades primarias del sistema de análisis o cualquiera que implique una adquisición de datos y tomando en cuenta las ideas planteadas en anteriores capítulos, corresponde ahora trabajar sobre el reporte de los datos arrojados por el análisis.

A. IV para la adquisición de datos.

Para la adquisición de los datos provenientes del sistema de análisis se desarrolló un instrumento virtual que se comunica con la instrumentación descrita a través del puerto serie ver (figura 6) con ayuda de un microcontrolador PIC 16F877A pero bien puede usarse una tarjeta adquirente de datos de la NationalInstrument.

El Instrumento Virtual principal se encarga de la comunicación con el instrumento a través del puerto serie, al que requerirá los datos adquiridos del sistema en cuestión según sea el caso. Otra de sus funciones es la de procesar dichos datos y generar la respuesta HTML adecuada. Si la medición en el análisis aún no concluye deberá indicarlo, de haber finalizado retornará los resultados.

La figura 7 muestra el diagrama en bloques del IV principal. Dentro del mismo se encuentran los módulos para leer y escribir en el puerto serie. Se aprecian también los módulos CGI

necesarios para lograr una conexión exitosa entre el navegador cliente que solicita la petición CGI y el servidor.

El proceso de operación de las funciones CGI ocurre con la secuencia que se indica a continuación:

1. Recepción de la petición CGI
2. Se decodifican los datos enviados por el navegador cliente
3. Se envía al cliente el cuerpo de la página web respuesta.
4. Se le comunica al servidor que la petición CGI fue atendida.

B. Página Web para visualizar los resultados.

Hasta el momento se ha trabajado en la adquisición de los datos a partir de la comunicación con el microcontrolador, pero es importante también la presentación de los datos.

Se confeccionó una página sencilla donde se despliegan los datos adquiridos. Todas las personas pueden tener acceso a la consulta de los datos. La confección de la página se hizo utilizando el programa Dreamweaver, en modo evaluación (figura 8). Su uso facilita el diseño estético de páginas, pero cabe

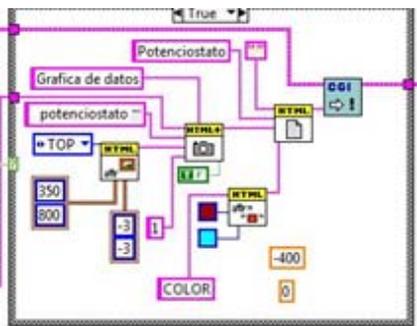


Fig. 10 Diagrama de conexiones de herramientas de LabVIEW para diseño de la página de salida.

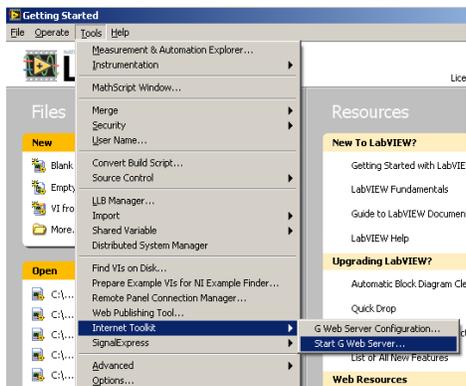


Fig. 11 Inicio y configuración del servidor Web atendido por LabVIEW.

mencionar que no es posible usar todas las herramientas del mismo dentro del diseño web en LabVIEW.

Con la página Web ya confeccionada, el instrumento virtual solo deberá agregar la información a desplegar en el lugar correcto dentro del texto que constituye la página.

A modo complementario al diseño de la página de salida realizada en Dreamweaver se utilizan herramientas de LabVIEW para modificar su apariencia (figura 10).

C. Requerimientos básicos para activar el servidor. Configuración del servidor

Una vez instalado LabVIEW 8.6 se debe instalar el módulo Internet Developers Toolkit. Para la comprobación de la correcta instalación del paquete, debe ir a tools y asegurar su presencia como lo muestra la figura 11.

El servidor trabaja a través del puerto 80. La estructura del directorio raíz seleccionado estará compuesta por las páginas web y el directorio /cgi-bin. Dentro de esta carpeta se encontrarán todos los VI que pueden ser ejecutados por el servidor en caso de peticiones CGI.

El puerto 80 y el directorio raíz de trabajo son los parámetros básicos en la configuración del servidor Figura 12.

La figura 13 muestra la ventana que permanecerá visible mientras esté activo el servidor Web, una vez que ha sido activado desde el menú tools.

D. Resultados obtenidos

La investigación con la tecnología CGI fue realizado con el propósito de lograr trabajar sobre una misma plataforma de desarrollo como lo es LabVIEW, y que en ella fuera posible

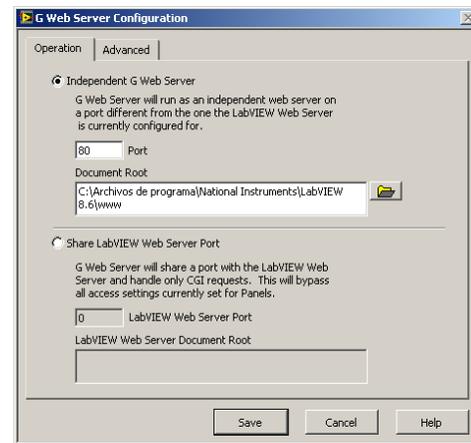


Fig. 12 Configuración del servidor Web.

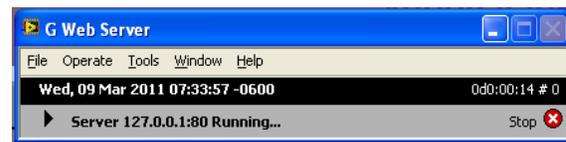


Fig. 13 Servidor Web activo.

realizar el instrumento que encuestara los datos adquiridos de cualquier sistema de análisis y además presentarlos remotamente a través de una página web.

Para lograr lo anterior se adquirieron una serie de datos simulados desde una fuente variable. Los datos fueron encuestados por el instrumento virtual remoto que aparece en la figura 7, donde se incluyen los módulos CGI. A la par se realizó la página web de inicio donde el usuario hará la petición de ejecución. De forma seguida una vez que la petición fue realizada se ejecutan los IV's solicitados y posteriormente da una nueva página con datos incluidos como respuesta esto se observa en la figura 14. La página con los datos resultantes aparece una vez que es leído el puerto y almacenados en una tabla, la serie de valores. Si son 50 datos entonces esperara a que éstos se presenten en el puerto, sean encuestados por el VI, se almacenen y ordenen en el mismo, para luego ser presentados en la página web confeccionada.

IV. CONCLUSIONES

Los servicios Web de LabVIEW pueden intercambian datos con VI's través de una red. Cualquier cliente Web HTTP con capacidad, incluyendo un navegador Web estándar, puede llamar e intercambiar datos usando una dirección URL y los métodos estándar HTTP como POST.

La principal ventaja del uso de la tecnología CGI es la posibilidad de ejecutar código de LabVIEW en el servidor a partir de una petición generada desde los navegadores Web de aquellos interesados o inmersos en el tema que consultan el sitio (clientes).

El trabajo fuerte radica en la elaboración de los VI necesarios para hacer una publicación web con la tecnología CGI. Desde la recepción y envío de las cadenas o tramas de datos hasta el despliegue de figuras.

Esta tecnología no permite la ejecución en tiempo real por lo que no es posible obtener datos de la misma forma, ni tener

imágenes dinámicas ya que constantemente se tiene que estar haciendo una actualización de los mismos.

Este es un trabajo donde aún se puede desarrollar más, ya que hasta el momento no se ha trabajado mucho con esta tecnología y es posible sacar provecho a más herramientas que incluye el *Internet Toolkit*, paquete para este propósito.

REFERENCIAS

- [1] National Instruments, "La instrumentación Virtual", National Instruments, 2003.
- [2] Travis, Jeffrey, "Internet Applications in LabVIEW", Prentice Hall, Capítulo 9, 2000.
- [3] National Instruments, "La instrumentación Virtual", 2003, http://www.aadeca.org/articulos/Tracnova-La_Instrumentacion_Virtual.pdf.
- [4] Ingeniería del Software: Un enfoque práctico Aut. Roger S. Pressman Ed. McGraw Hill ISBN -13: 978-970-10-5473-4
- [5] Colectivo de autores, "Adquisición y procesamiento de señales para el análisis de la función respiratoria", Universidad de Pinar del Río, II Congreso Latinoamericano de Ingeniería Biomédica, Habana, 2001.
- [6] José V. Lidón, "Laboratorio de instrumentación remota para las medidas dieléctricas en un campus universitario", 2003, http://www.upv.es/menuconf/CD%20MENU%20CONFERENCE/Poster/jose_v_lidon.pdf
- [7] Cristóbal Pascual Carrazana, "Aplicación de la Instrumentación Virtual Remota para el desarrollo de prácticas de laboratorio de electrónica.", Centro de Investigaciones en Microelectrónica, 2003.
- [8] R. Chacón Rugeles, "La instrumentación virtual en la enseñanza de la Ingeniería Electrónica.", 2002, http://www.saber.ula.ve/.../alexandr/db/ssaber/Edocs/pubelectronicas/accionpedagogica/vol11num1/art8_v11n1.pdf
- [9] "Laboratorio Virtual de Ingeniería Térmica", Escuela Universitaria Politécnica de Donostia - San Sebastián, España, 2006, <http://www.sc.ehu.es/nmwmgaj/Laboratorio%20Virtual.htm>



Hernández R. Angélica nació el 03 de Enero de 1981 en Matamoros Coahuila, obteniendo el título de Ingeniero Electrónico con especialidad en Instrumentación y Control en el Instituto Tecnológico de la Laguna en el año del 2008. Los estudios de posgrado los Realiza de igual forma en el ITL obteniendo el grado de Maestro en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica con especialidad en Instrumentación el mes de junio de 2011. Actualmente se encuentra laborando como profesor de tiempo completo para la Universidad Tecnológica de Torreón en el programa educativo de Tecnologías de la Información y Comunicación, además participa en el área de desarrollo con proyectos multidisciplinarios en conjunto con otras carreras de la misma Institución.



Martínez A. Gloria M. Aguilar nació un 18 de Diciembre de 1981 en Torreón, Coahuila. Obtuvo el título de Ingeniero Electrónico con especialidad en Instrumentación y Control en el Instituto Tecnológico de la Laguna en el año del 2005. Obtuvo el grado de Maestro en ciencias en el año 2008 en Ingeniería Electrónica en la especialidad de Instrumentación y Control el Instituto Tecnológico de Chihuahua. Labora en empresas de automatización y control como ingeniero de diseño y automatización desde 2007, e imparte cátedra en la Universidad Tecnológica de Torreón desde 2009 en las carreras de Mecatrónica y Procesos de producción. Actualmente es profesor de tiempo completo en la universidad desarrollando investigaciones en las áreas de control y automatización.



Salazar V. Eduardo nació un 18 de Mayo de 1964 en Torreón, Coahuila. Obtuvo el título de Ingeniero Industrial en Electrónica en el Instituto Tecnológico de la Laguna en el año del 2000. Título Especialidad Automatización de Procesos Industriales en el año 2005 en Instituto Tecnológico de Saltillo Estudios de maestría en el año 2007 en sistemas Electrónica en el Instituto Tecnológico de estudios superiores de Monterrey. Imparte cátedra en la Universidad Tecnológica de Torreón desde 1999 en las carreras de Mecatrónica, Procesos de Producción y Mantenimiento Industrial. Actualmente es profesor de tiempo completo en la Universidad desarrollando investigaciones en las áreas de control y automatización.

Implementación de un receptor FM Digital usando librerías GNU Radio y el módulo USRP de ETTUS Research

Rodríguez G. Alberto, Cortéz G. Joaquín, Espinoza R. Adolfo, García B. Armando, Ruiz I. Erica y Solís G. Ricardo

Resumen— GNU Radio es un conjunto de librerías que permiten manipular señales de radio; el cual al combinarse con el Universal Software Radio Peripheral, son capaces de convertir las computadoras de propósito general en dispositivos de Software Radio. En el presente artículo se presenta la implementación de un Receptor FM Digital utilizando la herramienta GNU Radio Companion contenida en GNU Radio. El receptor consta de seis bloques los cuales son: USRP, Filtro Sintonizador de Frecuencia, Demodulador FM, Decimador Racional, Volumen y Tarjeta de Audio. Cada sección se implementa mediante un bloque de procesamiento de señal en GNU Radio. Se presentan los resultados en la implementación de un receptor capaz de sintonizar las frecuencias en el rango de 87.5 a 108 MHz. Se muestra la manera de manipular las variables de ganancia y frecuencia de la señal y cómo los resultados pueden observarse mediante una gráfica de la transformada FFT para una señal recibida.

Palabras clave—FM (Frecuencia Modulada), GNU Radio, Software Radio, USRP (Universal Software Radio Peripheral).

I. INTRODUCCIÓN

El término de *Software Radio* se utiliza para referirse a las comunicaciones de radio reprogramables o reconfigurables. Donde la misma unidad de hardware puede desarrollar diversas funciones en diferentes tiempos. Se llama *software radio* a los sistemas de radio que en su implementación tienen una parte de *hardware* y otra de *software*, contrario a los sistemas de radio convencionales que se encuentran definidos únicamente por *hardware* [1].

Por otra parte, *Software Radio* también puede definirse como una técnica que consiste en poner el código de *software* lo más cerca posible de la antena, lo que hace que los problemas de radio en *hardware* se conviertan a problemas de radio en

software. La característica fundamental de *Software Radio* es que las formas de onda transmitidas se definen por *software*, y este mismo *software* demodula la forma de onda recibida.

Una manera de desarrollar y simular software radio es utilizando *GNU Radio*, éste es un conjunto de archivos y aplicaciones que proveen las librerías necesarias de procesamiento digital de señales para poder manipular señales de radio. *GNU Radio* se ejecuta sobre sistemas GNU/Linux. El programador de *GNU Radio* necesita, para construir un sistema de radio, crear un grafo, donde los vértices son bloques de procesamiento de señales, y las aristas representan el flujo de datos entre ellos. Los bloques para el procesamiento de señales son implementados en C++. Conceptualmente un bloque procesa señales continuamente desde puertos de entrada hasta puertos de salida [2].

II. DESCRIPCIÓN

A. GNU Radio Companion

GNU Radio Companion (GRC) es una interfaz de usuario gráfica que permite ubicar los componentes de GNU Radio gráficamente. Actualmente se encuentra en desarrollo por Josh Blum[3]. Un programa en GRC se construye a partir de bloques, denominados bloques de procesamiento de señal y forman parte de GNU Radio. Una colección de bloques de procesamiento de señal unidos entre sí, representa una gráfica de flujo.

GRC, a partir de las gráficas de flujo en XML, lee y traduce estas gráficas a código python; este puede ser ejecutado y modificado posteriormente sin necesidad del uso de la herramienta. Cada bloque de GRC tiene un archivo XML correspondiente que contiene los parámetros, los puertos de entrada y salida (I/O), y una plantilla para la generación de código. La clave de identificación y el nombre de cada archivo XML coinciden exactamente con el nombre del bloque de Radio GNU para asegurar la portabilidad en el futuro.

B. Universal Software Radio Peripheral

El *Universal Software Radio Peripheral* (USRP), está diseñado con el propósito de permitir que las computadoras de propósito general puedan funcionar como dispositivos de *Software Radio*. En esencia, operan como el módulo de procesamiento en banda base digital y como la sección de Frecuencia Intermedia en sistemas de comunicación. Según la filosofía de diseño detrás del USRP, se ha de realizar todo el

Manuscrito recibido el 5 de Septiembre de 2011. Este trabajo fue respaldado por el departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora.

Rodríguez G. Alberto es egresado de la carrera de Ingeniero en Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora desde Agosto del 2011.

Cortéz G. Joaquín hasta la fecha se ha de desempeñado como Profesor de Tiempo Completo del Instituto Tecnológico de Sonora en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica Instituto Tecnológico de Sonora; Ave. Antonio Caso S/N Col. Villa ITSON; Ciudad Obregón, Sonora, México; C.P. 85130; Tel: (644) 4109000, Ext. 1757; Fax: (644) 4109001. (e-mail jcortez@itson.mx).

García B. Armando (Lo mismo que el anterior).

Espinoza R. Adolfo (Lo mismo que el anterior).

Ruiz I. Erica (Lo mismo que el anterior).

Solís G. Ricardo (Lo mismo que el anterior).

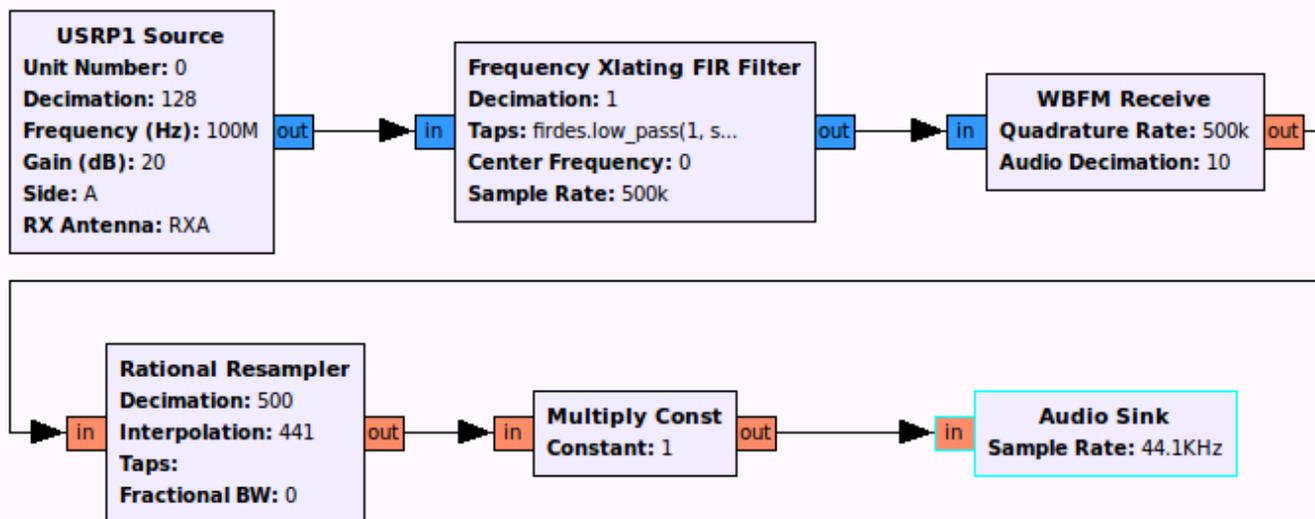


Fig. 1 Diagrama en GRC de un Receptor FM.

procesamiento de forma de onda, como la modulación y demodulación, en el CPU del host. Todas las operaciones de alta velocidad con propósito general como digital *upconverter* y *downconverter*, la decimación e interpolación se realizan en el FPGA (Field Programmable Gate Array) del USRP.

El USRP cuenta con 2 niveles de tarjetas. El primero es el *motherboard* en donde se encuentra el FPGA, los convertidores ADC's y DAC's, la alimentación y la conexión vía puerto USB. El segundo nivel se compone de *Daughterboards* llamadas tarjetas secundarias. Éstas existen para transmisión y recepción. Estas tarjetas son las que operan como el medio para generar la señal de radio frecuencia (*RF front-end*) y básicamente son las encargadas de llevar la señal hasta la banda de frecuencia de Radio Frecuencia deseada [4].

La placa base cuenta con cuatro ranuras, donde se pueden conectar hasta 2 tarjetas *RX Daughterboard* básicas y 2 *TX Daughterboard* básicas o dos *RFX boards*. Las *Daughterboards* se utilizan para realizar la interfaz del receptor o sintonizador RF y el transmisor de radiofrecuencia. Cada ranura de *Daughterboard* tiene acceso a 2 de los 4 convertidores de alta velocidad AD / DA (de las salidas del DAC para TX y de las entradas ADC para RX) [4].

C. Tarjeta WBX

La tarjeta WBX es una tarjeta transmisora/receptor tipo *Full-duplex* que opera en el USRP1 y USRP2. Funciona en el rango de frecuencias de 50 MHz a 2.2 GHz, tanto para recepción como para transmisión, tiene una potencia de transmisión de 50 a 100 mW (17-20dBm), opera en el rango de frecuencia de 50 MHz a 1.2 GHz y 30-70mW (15-18dBm) de 1.2 GHz a 2.2 GHz [2]. Ésta puede utilizarse para aplicaciones en telefonía móvil, radio de seguridad pública móvil terrestre, difusión de TV y radio FM de navegación por satélite.

III. RECEPTOR FM

A. Descripción General

El receptor de FM se compone por 6 bloques, estos son: USRP, Filtro Sintonizador de Frecuencia, Demodulador FM, Decimador Racional, Volumen, Tarjeta de Audio. La unión de estos bloques forma el flujo total del programa. Cada uno de estos bloques representa la operación de alguna operación ya definida sobre la plataforma GRC tal y como se observa en diagrama de la Figura 1.

B. Bloque USRP

Este bloque se realiza con el *USRP Source* en GRC y se encarga de recibir la señal de FM y transferirla a la computadora. Para la utilización de este bloque es necesario configurar 9 parámetros que son: ID, Output Type, Format, Unit Number, Decimation, Frequency, Gain, Side y RX Antenna.

El **ID**, **Output Type** y **Format**, toman los valores por default, los cuales son `usrp_simple_source_x_0`, `complex` y 16 bits respectivamente. El **Unit Number** es cero, debido a que sólo se requiere un módulo USRP para esta aplicación. El siguiente parámetro, **Decimation**, es el valor de decimación, como la frecuencia de muestreo del ADC en el USRP es de 64 MHz y éste es un valor muy elevado para que la computadora procese y almacene la información es necesario aplicar un proceso de decimación con el cual se puede disminuir la tasa de muestreo sin perder información, se selecciono un valor de 128, para que al realizar el proceso queden 500000 muestras por segundo, este dato será el parámetro de Sample Rate de los siguientes bloques y se guarda en una variable llamada *samp_rate*.

El parámetro **Frequency** es representado por una variable de tipo *slider Frec*, para que pueda cambiar conforme se ejecute el programa. Esta variable puede tomar un total de 200 valores en el rango de 87.5 a 108. Al completar el campo de frecuencia se multiplica la variable **Frec** por un factor de un millón para así estar en el rango correcto de las estaciones de FM. **Gain** es la ganancia en decibeles (dB) que se le dará a la señal, ésta también es una variable slider llamada *gain* la cual abarca el rango desde 10 a 50 dB, con un valor inicial de 20 dB. Los campos restantes, Side y RX Antenna, sirven para identificar la ranura en donde



Fig. 2 Señal de audio recibida.

está insertada la tarjeta a utilizar, este valor está impreso en la *Motherboard* del USRP.

Hasta esta etapa la tarjeta USRP recibe la señal analógica del aire a través de la tarjeta secundaria de recepción y muestrea esta señal con el ADC con una frecuencia de 64 MHz. La secuencia digital resultante viaja hacia el FPGA, aquí se reduce la frecuencia de muestreo de acuerdo a la tasa de decimación elegida. Al mismo tiempo en el FPGA, la señal real en la banda de IF se convierte a compleja con dos componentes I/Q (componentes de cuadratura). Por último la señal compleja en banda base es enviada a la computadora, vía cable USB.

C. Filtro Sintonizador de Frecuencia

El filtro sintonizador de frecuencia representado por el Frequency Xlating FIR Filter, sirve para realizar un ajuste fino de la frecuencia de la señal recibida y limitarla en banda antes del bloque demodulador. Los parámetros a configurar en este bloque son **Taps**, **Center Frequency** y **Sample Rate**.

El campo **Taps** es donde se coloca la información del filtro, en esta aplicación se utilizó un filtro pasabajas cuya información fue ingresada de la siguiente forma: `firdes.low_pass(1, samp_rate, 250000, 20000, firdes.WIN_HAMMING)`. Donde **samp_rate** es la frecuencia de muestreo, 250000 es la frecuencia de corte, 20000 es el ancho de la banda de transición, el último campo es el tipo de ventana para el filtro.

El parámetro **Frequency center**, determina la frecuencia que la señal será desplazada, este se representa por la variable de tipo slider **Frec_fine**, que tendrá un rango de -100 a 100 y se multiplicará por 100 para que la frecuencia de la señal pueda moverse ± 100 KHz. En campo de **Sample Rate** se coloca la variable **samp_rate** que representa la frecuencia de muestreo de la señal.

D. Demodulador FM

Este bloque se realiza con el *WBFM Receive* en GRC, éste realiza todo el proceso de demodulación de la señal. El primer parámetro a configurar es el **Quadrature Rate** que será la variable **samp_rate**, este representa la frecuencia a la cual ingresaran los datos a ese bloque. El siguiente parámetro es el **Audio Decimation**, el cual quedará con un valor de 10 para que

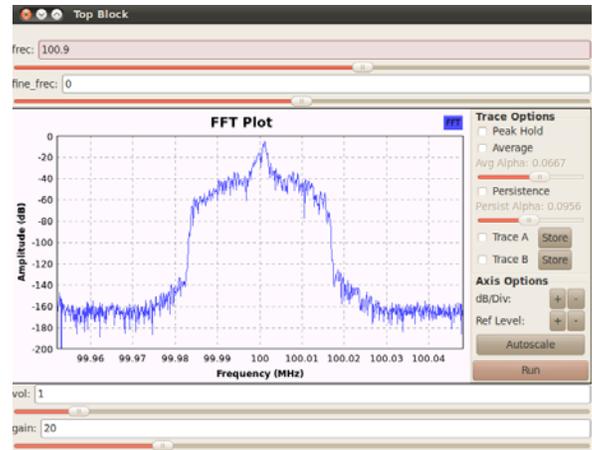


Fig. 3 Gráfica del espectro de la señal de FM recibida.

al finalizar se reduzca la frecuencia de muestreo a 50000 muestras por segundo.

E. Decimador Racional

Con el fin de adecuar la señal de audio a los 44.1 KHz de muestreo usados en la tarjeta de sonido de la computadora, se coloca un bloque que realiza la decimación racional, éste es el **Rational Resampler**, en éste se debe configurar el valor de decimación e interpolación, como la frecuencia a la cual son enviados los datos del demodulador FM es de 50 KHz y la frecuencia a la que trabaja la tarjeta de sonido utilizada es de 44.1 KHz, los valores para los parámetros Decimación e Interpolación son 500 y 441 respectivamente.

F. Volumen y Tarjeta de Sonido

Antes de pasar la información a la tarjeta de sonido se coloca un bloque para controlar el volumen, *Multiply const* en GRC, en éste sólo se tiene un parámetro, **Constant**, que será una variable de tipo slider llamada **vol**, la cual puede tomar valores desde 0 a 10. Por último se tiene el bloque de la tarjeta de sonido, el **Audio Sink**, en éste sólo se necesita especificar en el campo de **Sample Rate** la frecuencia a la cual trabaja la tarjeta de sonido que está instalada en el equipo de cómputo para este caso es de 44.1 KHz.

IV. RESULTADOS

GRC cuenta con bloques que permite observar gráficamente las señales durante la ejecución del programa como son el **Scope sink** y el **FFT sink**, este último se utilizó para observar la señal recibida antes de pasar por el demodulador.

En la Figura 2 se muestra la interfaz gráfica de usuario generada al ejecutar el programa; en ella se pueden observar 4 barras deslizables que representan cada una de las variables de tipo slider que se pueden modificar durante la ejecución del programa.

En la Figura 3 se puede observar la frecuencia de la estación sintonizada y el nivel en dB de la señal una vez establecida la ganancia en el USRP, la cual puede variar según la variable **gain**. En este caso se sintonizo una señal a 100.9 MHz y se observa cómo la señal llega con aproximadamente -10 dB.

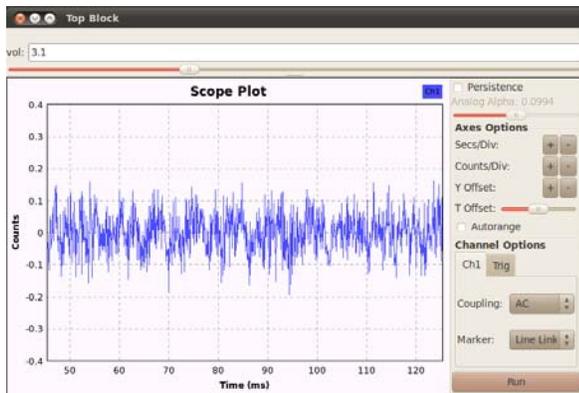


Fig. 4 Señal de audio aumentando el volumen.

Las variables *frec* y *frec_fine* representan la frecuencia de recepción, al desplazar estas variables se pueden recorrer las diferentes frecuencias de la banda de FM. La barra de *vol* controla el volumen, con ella se puede aumentar y disminuir el nivel de la señal de audio que entra en la tarjeta de sonido de la computadora.

Las Figuras 2 y 4 muestran las gráficas de las señales de audio ingresadas en la tarjeta de sonido antes y después de aumentar la variable *vol*. Estas gráficas fueron realizadas con un bloque de *Scope sink*, colocado para graficar la señal antes de entrar al bloque *Audio Sink*. En ellas se puede observar que es posible amplificar señales utilizando los bloques adecuados en la plataforma GRC definida por *GNU Radio Companion*.

V. CONCLUSIONES

GNU Radio es un sistema abierto que se encuentra en constante desarrollo, gracias a un gran número de personas que trabajan para construir mejoras continuas para el sistema. Al inicio de este trabajo la versión más reciente era la 3.3 pero al finalizarlo ya estaba disponible la versión 3.4; la cual cuenta con una mayor cantidad de bloques de procesamiento y una plataforma mucho más organizada de *GNU Radio Companion*; por lo que se recomienda que en futuros proyectos se utilice esta versión.

Se logró implementar un receptor FM, con el cual se pueden sintonizar satisfactoriamente las estaciones de radio en el rango de 87.5 a 108 MHz; se pueden variar los valores de ganancia y frecuencia de la señal recibida, así como controlar la amplitud de la señal que entra en la tarjeta de audio por medio del control de volumen. Al realizar el programa, se debe tener especial cuidado en la colocación de los valores de decimación para los diferentes bloques ya que estos afectan la frecuencia a la cual está muestreada la señal.

REFERENCIAS

- [1] H. Reed, Jeffrey, *Software Radio: A Modern Approach to Radio Engineering*. Unites States of American: Prentice Hall, 2002, chap. 9.
- [2] Blossom, Eric. (2004, Junio) *Exploring Gnu Radio*. Versión Inicial publicada en el Linux Journal, Issue 122, como *GNU Radio: Tools for Exploring the RF Spectrum*. Disponible: <http://gnuradio.org/redmine/projects/gnuradio/wiki/GNURadioCompanion>.
- [3] GNU Radio Companion. Disponible: <http://www.joshknows.com/grc>. Fecha de Consulta Septiembre 2011.
- [4] GNU Radio. *Introduction to USRP*. Disponible: <http://gnuradio.org/redmine/projects/gnuradio/wiki/UsrpFAQIntro>. Fecha de Consulta Mayo 2011.



Rodríguez G. Alberto. Nació en Navojoa, Sonora, recibió el Grado de Ingeniería electrónica por el Instituto Tecnológico de Sonora, obtenido en Cd. Obregón, Sonora, México en el 2011. Sus áreas de interés son el desarrollo de sistemas de comunicación satelital y la implementación de algoritmos de comunicación en FPGA



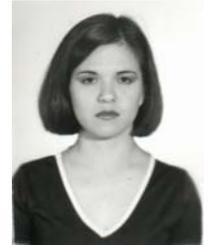
Cortéz G. Joaquín. Nació en Navojoa, Sonora, recibió el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica por el CINVESTAV-Guadalajara, en el año 2001 y el Grado de Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica por la misma institución en 2008. Actualmente se desempeña como Profesor Investigador en el departamento de Ingeniería Eléctrica en el Instituto Tecnológico de Sonora. Sus áreas de interés incluyen las comunicaciones digitales y la implementación de algoritmos en procesadores digitales de señales.



Espinoza R. Adolfo. Oriundo de Cd. Obregón, Sonora. Recibió el título de Ingeniero en Electrónica con especialidad en Sistemas Digitales por la UAM-Atzacapatzalco en 1988 y el grado Maestro en Ciencias de la Computación por el ITESM en el 2003. Actualmente es candidato a Doctor en Ciencias Computacionales por el CICESE y se desempeña como Profesor Investigador en el departamento de Ingeniería Eléctrica en el Instituto Tecnológico de Sonora. Sus áreas de interés incluyen: Algoritmos de optimización, sistemas embebidos, redes de sensores y actuadores.



García B. Armando. Nació en Durango, Durango el 11 de Julio de 1972. Es Ingeniero en electrónica del Instituto Tecnológico de Durango en México. Tiene la maestría con acentuación en telecomunicaciones por parte del Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey (ITESM) en Monterrey México. Obtuvo el Grado de Doctor por parte de la Universidad Pierre et Marie Curie (UPMC) en conjunto con Telecom SudParis en Francia. El cuenta con diversas publicaciones en congresos nacionales e internacionales. Actualmente se desempeña como profesor de tiempo completo del ITSON. El Dr. Armando García ha participado en varios proyectos nacionales apoyados por Promep y Fordecyt y cuenta con un libro publicado.



Ruiz I. Erica C. Obtuvo el grado de Doctor y Maestría en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones por CICESE en el 2009 y 2000 respectivamente. En 1998 se graduó de Ing. en Electrónica por el ITSON. Actualmente es Profesor Investigador del ITSON desde el 2001. Ha desarrollado proyectos en el área de redes y monitoreo de sistemas de riego, domótica. El área de interés son las redes inalámbricas de sensores y actuadores, redes Adhoc, entre otras.



Solís G. Ricardo. Obtuvo el grado de Ingeniero en Electrónica (especialidad en Comunicaciones) de la UAM Iztapalapa en 1987 y el de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones (especialidad en Telecomunicaciones) del CICESE en 1998. Es maestro investigador de tiempo completo Titular B, de la carrera de Ingeniero en Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora desde 1988, fue coordinador de la misma del 2000 al 2005 y responsable del programa hasta el 2009. Es miembro de la IEEE desde 1995. Sus líneas de interés son las telecomunicaciones y redes de computadoras. Puede contactarse en ricardo.solis@itson.edu.mx.

Evaluación del Desempeño de Técnicas de Localización de nodos, aplicado a Redes Inalámbricas de Sensores

Mass S. Joaquín, Ruiz I. Erica, Espinoza R. Adolfo, García B. Armando, Cortéz G. Joaquín, Solís G. Ricardo T.

Resumen— El conocimiento sobre la localización de un nodo es crucial para muchas aplicaciones en redes de sensores inalámbricas. Existen diversas propuestas de localización, las cuales pueden contar con una infraestructura inflexible o pueden ser afectadas por la alta carga de cómputo o comunicación. En este artículo se analizan las técnicas de localización basadas en posición y en distancia, a través de la implementación de dichos algoritmos en matlab, para evaluar su desempeño y eficiencia. Los resultados muestran que el desempeño de cada algoritmo analizado dependerá de las medidas de desempeño y la situación donde se quiera aplicar.

Palabras clave— Localización, WSN, Trilateración, RSSI.

I. INTRODUCCIÓN

Los avances en comunicaciones inalámbricas y en la electrónica, han hecho viable el desarrollo de redes de sensores multifuncionales de bajo costo y bajo consumo de energía. Estos pequeños sensores, o “motes”, son capaces de medir parámetros físicos, procesar información y comunicarla a otros dispositivos, generalmente, a través de un canal de Radio-Frecuencia (RF).

Los campos de aplicación de las redes inalámbricas de sensores (Wireless Sensor Networks WSN por sus siglas en inglés) son innumerables. Algunas de estas aplicaciones son: telemática, agricultura de precisión, exploración de hábitats, detección y actuación ante desastres, edificios inteligentes, gestión de centros gubernamentales, monitorización sanitaria y médica, entre otras.

Las WSN's poseen restricciones importantes en energía, capacidad de procesamiento, ancho de banda y cobertura de transmisión entre otras. Dadas estas restricciones, las técnicas de localización permiten desarrollar protocolos más eficientes y optimizar los recursos en la red tales como energía y tiempo de respuesta. Las necesidades resultan de aplicaciones como la navegación [1], localización de fuentes [2] y ruteo eficiente con información geográfica [3]. En respuesta a estas necesidades, un gran número de técnicas de localización examinadas pueden ser

clasificadas en dos clases [4] – [11], las No – Interactivas (NI) y las Interactivas (IT), basadas en si las comunicaciones involucradas son unidireccionales o bidireccionales. Una propuesta NI usualmente cuenta con infraestructuras externas, como son los GPS y las balizas o arreglos de sensores [4], [5], [12]. Una propuesta IT permite a los nodos en una red construir la información de la localización automáticamente. En este artículo, existe un gran interés en redes de gran escala que desempeñan el monitoreo de, por ejemplo, hábitat de la vida salvaje, avalanchas o áreas propensas a derrumbes, bosques (detección del fuego), y zonas submarinas (alerta de un tsunami). Los nodos involucrados en la mayoría de las redes son recursos restringidos (en términos de computación y comunicación), mientras las aplicaciones (eventos de localización) requieren información de la localización exacta para cada nodo. En este contexto, una propuesta NI que cuenta con nodos equipados de GPS o balizas [4], [5]; podrían no escalarse en áreas geográficas muy grandes, y los costos adicionales pueden llegar a ser enormes para un gran número de redes. Por lo que, el objetivo de esta investigación es evaluar el desempeño de algoritmos de localización basados en posición, mediante la simulación de dichos algoritmos, con la finalidad de determinar la eficiencia de éstos y la pertinencia en el uso de las redes de sensores inalámbricas.

El trabajo se encuentra organizado de la siguiente manera: la sección II presenta el estado del arte sobre las técnicas de localización, la sección III muestra la metodología seguida en la implementación de los algoritmos, los resultados se analizan en la sección IV, finalmente en la sección V se dan las conclusiones.

II. ESTADO DEL ARTE

En esta sección se examinan las propuestas de localización y los escenarios de las diferentes técnicas de localización, como RSSI, TDoA y triangulación.

En términos generales, existen dos propuestas de localización:

1. Localización de nodos comunes usando poca información: la mínima información pudiera incluir proximidad binaria (¿pueden dos nodos escuchar a otro o no?), información cercana o lejana (¿Cuáles de los nodos está más cercano a un tercer nodo?), o información de los puntos cardinales (¿Está un nodo en el norte, este, oeste o sur de un sector ocupado por otro nodo?).
2. Localización de nodos finos usando información detallada: están basadas en medidas como, forma de onda de la señal, potencia de RF, etc. Esta propuesta, incluye técnicas basadas en RSSI, información del tiempo y ángulos.

Manuscrito recibido el 5 de Septiembre de 2011. Este trabajo fue respaldado por el departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora.

Mass S. Joaquín es egresado de la carrera de Ingeniero en Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora desde Agosto del 2011.

Ruiz I. Erica hasta la fecha se ha de desempeñado como Profesor de Tiempo Completo del Instituto Tecnológico de Sonora en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica Instituto Tecnológico de Sonora; Ave. Antonio Caso S/N Col. Villa ITSON; Ciudad Obregón, Sonora, México; C.P. 85130; Tel: (644) 4109000, Ext. 1755; Fax: (644) 4109001. (e-mail ruiuz@itson.mx).

Espinoza R. Adolfo (Lo mismo que el anterior).

García B. Armando (Lo mismo que el anterior).

Cortéz G. Joaquín (Lo mismo que el anterior).

Solís G. Ricardo T. (Lo mismo que el anterior).

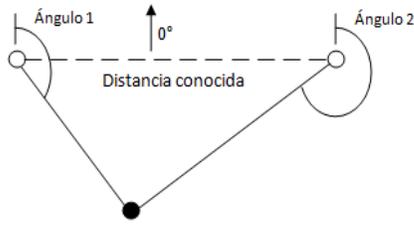


Fig. 1 Triangulación. Dos ángulos y la distancia a dos balizas (nodos blancos) permite a un sensor (nodo negro) estimar su posición.

A. Indicador de la Intensidad de la Señal Recibida (RSSI).

RSSI es un método que se encarga de medir la intensidad de la señal recibida, la cual disminuye en relación a la distancia conforme se varía la potencia del transmisor. El modelo utilizado para la propagación de la señal de radio se presenta en la ecuación 1.

$$P_{r,dB}(d) = P_{r,dB}(d_0) - n10 \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_{\sigma,dB} \quad (1)$$

donde: $P_{r,dB}(d)$ = Potencia recibida a una distancia d.

$P_{r,dB}(d_0)$ = Potencia recibida a una distancia de referencia.

η = Constante de propagación de la señal de radio.

X = Variable aleatoria que depende de la varianza.

Si la constante de propagación de la señal de radio, es conocida para un ambiente determinado, la técnica de RSSI puede ser usada para determinar la distancia d . La varianza sirve para medir la calidad de los rangos estimados de las distancias calculadas.

B. Diferencia de Tiempo de Arribo (TDoA)

Esta técnica consiste en enviar dos señales entre nodos, un pulso acústico y un pulso de radio, el receptor se encarga de comparar las señales para determinar la distancia, por ello, es necesario filtrar las señales.

En este algoritmo, se requiere sincronización en tiempo de manera implícita entre el nodo emisor y receptor. Esto implica que el nodo emisor emita una señal ultrasónica junto con una señal de radio y de esta manera, cuando el receptor reciba la primera señal, se inicia un temporizador que será detenido al llegar la segunda señal. Se desprecia el tiempo de propagación de la primera señal. Partiendo de la diferencia de tiempos de llegada de las dos señales y de las velocidades de propagación de cada una de éstas, se obtiene una estimación de la distancia. Este algoritmo es fiable cuando se utilizan velocidades de propagación de órdenes de magnitud diferentes.

C. Triangulación

La triangulación es similar a la trilateración, sólo que, en lugar de distancias, se utilizan ángulos para determinar la posición de un nodo. En general, se requieren dos ángulos y la distancia entre dos puntos de referencia en un entorno bidimensional. Normalmente se utiliza un vector de referencia constante con valor 0° (por ejemplo, el norte magnético).

El uso de un arreglo de antenas sincronizadas (phased antenna array) es una excelente opción para la técnica de

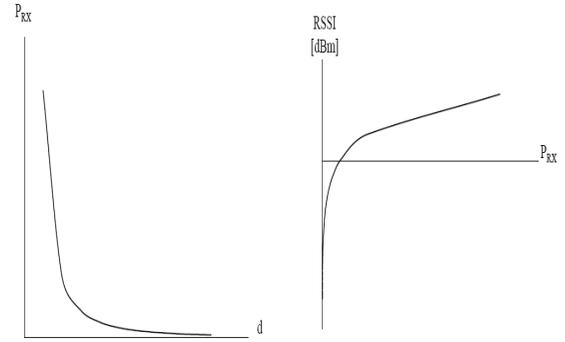


Fig. 2 a) Potencia recibida P_{RX} vs distancia del transmisor b) RSSI como identificador de calidad de la potencia recibida P_{RX} .

triangulación. Varias antenas con una separación conocida miden el tiempo de llegada de una señal. Dadas las diferencias entre tiempos de llegada y la geometría del arreglo de antenas, es posible calcular el ángulo desde donde se originó la señal, como se muestra en la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** Si hay suficientes elementos en el arreglo de antenas y suficientes separaciones, se puede realizar el cálculo de la triangulación.

III. METODOLOGÍA

Para realizar la evaluación, se implementaron los algoritmos en matlab para las técnicas de localización descritas; dos algoritmos fueron implementados para las técnicas basadas en distancias (RSSI, TDoA) y los otros dos para las técnicas basadas en posición (Triangulación y Trilateración esférica). Para cada algoritmo, se alteran las condiciones iniciales del problema, con el fin de evaluar las propuestas en diferentes escenarios. En esta sección se examinan los escenarios de las diferentes técnicas de localización, como RSSI, TDoA, Trilateración esférica y triangulación.

A. Indicador de la Intensidad de la Señal Recibida (RSSI)

Muchos de los algoritmos de localización requieren una distancia para calcular la posición del dispositivo desconocido. Una posibilidad de conocer una distancia es midiendo la intensidad de señal recibida de la señal de radio entrante. Esto se obtiene variando la potencia de transmisión en el dispositivo transmisor (PTX), la cual afecta directamente la potencia recibida en el dispositivo receptor (PRX). De acuerdo con la ecuación de transmisión en el espacio libre de Friis, mostrada en la ecuación 2, la potencia de la señal detectada se decrementa cuadráticamente con la distancia desde el transmisor:

$$P_{RX} = P_{TX} G_{TX} G_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \quad (2)$$

donde:

P_{TX} = Potencia de transmisión

P_{RX} = Potencia de recepción

G_{TX} = Ganancia de transmisión

G_{RX} = Ganancia de recepción

λ = Longitud de onda

d = Distancia entre el transmisor y el receptor

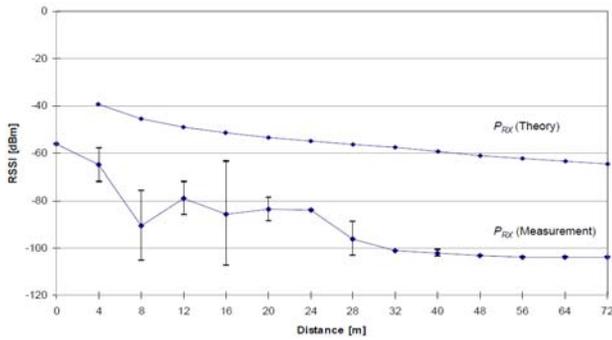


Fig. 3 RSSI vs Distancia.

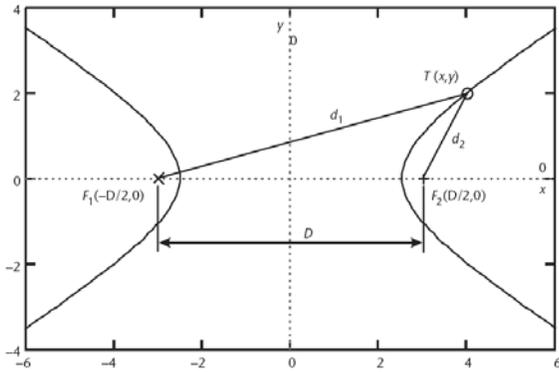


Fig. 4 Geometría del método de localización TDoA.

En dispositivos embebidos, la potencia recibida es convertida a un índice de potencia de señal recibida (RSSI) definida como la proporción de la potencia recibida con respecto a la potencia de referencia cuyo valor es $P_{ref} = 1mW$

$$RSSI = 10 * \frac{\log P_{RX}}{P_{ref}} [dBm] \quad (3)$$

Un incremento en la potencia recibida incrementa el índice RSSI. La Figura 2 ilustra la relación entre la potencia recibida y el RSSI, graficando la relación RSSI y la distancia; la distancia "d" es inversamente proporcional al RSSI.

En escenarios prácticos la distribución ideal no es aplicable, porque existen varios tipos de interferencia como por ejemplo:

- Reflexión de objetos metálicos.
- Superposición de campos electro-magnéticos.
- Límites de difracción.
- Polarización de campos electro-magnéticos.

Estos efectos degradan significativamente la calidad del índice RSSI, por lo tanto en muchas aplicaciones, el índice RSSI tiene variaciones elevadas, lo anterior se muestra en la Figura 3.

B. Diferencia de Tiempo de Arribo (TDoA)

Mientras TOA da una forma directa de encontrar la locación a partir de la medición de la distancia, tiene desventajas para muchas aplicaciones. Una desventaja en particular es que se requiere de relojes exactos y sincronizados en todas las estaciones participantes en las mediciones además de que la

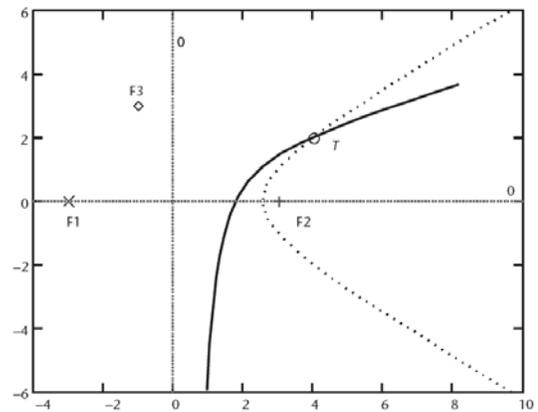


Fig. 5 Localización TDoA usando 3 estaciones fijas.

información debe ser pasada del iniciador al receptor especificando cuando empezó la transmisión.

TDoA no tiene la desventaja mencionada. Todo lo que se necesita es una transmisión que tenga un punto de inicio reconocible no ambiguo. El dato usado en el cálculo es la diferencia de tiempo en la recepción desde ese punto de inicio a las diferentes estaciones base y no el tiempo de vuelo actual de la señal desde el objetivo a las estaciones fijas. En un arreglo de nodos teniendo un objetivo móvil cuyas coordenadas van a ser determinadas y dos estaciones base fijas, es posible encontrar la diferencia de tiempo de arribo de la señal enviada desde el móvil y recibida en las estaciones base. Este valor no es suficiente para calcular las coordenadas del móvil así que se necesita una estación base más. Los relojes de las estaciones fijas deben estar sincronizados entre si, pero no con del objetivo a localizar.

La Figura 4 muestra el esquema de TDoA en dos dimensiones. El objetivo T transmite un pulso en t_0 que es recibido en F_1 en el tiempo t_1 y en F_2 en el tiempo t_2 . Los relojes de F_1 y F_2 están sincronizados, pero no el de T , así que t_0 es desconocido, sin embargo, la diferencia de arribo, la cual es $t_2 - t_1 = (t_2 - t_0) - (t_1 - t_0)$ puede ser calculada.

Los tiempos en el lado derecho de la ecuación son proporcionales a las distancias d_1 y d_2 , ya que la distancia es proporcional al tiempo de vuelo, por lo tanto la diferencia de las distancias entre las dos estaciones fijas y el objetivo es $\Delta d = d_2 - d_1 = c(t_2 - t_1)$.

Cuando todas las estaciones están en un plano, el lugar de los puntos cuyas diferencias de distancia desde F_1 y F_2 , Δd , es constante, describe una hipérbola, en la cual se halla el objetivo buscado. La rama particular de la hipérbola donde está el objetivo, es aquella más cerca a la estación base que recibe primero la señal.

La Figura 5 es trazada con F_1 y F_2 en el eje x y cada una a igual distancia $D/2$ del origen. La expresión para la hipérbola es:

$$\frac{x^2}{a^2} - \frac{y^2}{b^2} = 1 \quad (4)$$

Expresando a y b en términos de cantidades conocidas Δd y D , tenemos:

$$a^2 = (\Delta d / 2)^2 \quad b^2 = \left(\frac{D}{2}\right)^2 - a^2$$

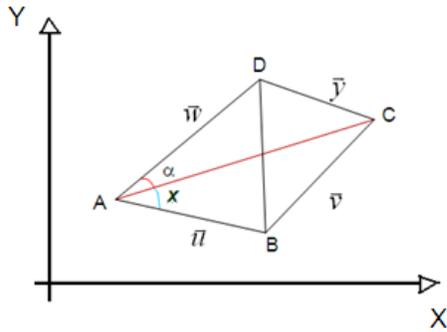


Fig. 6 Triángulo empleado para el cálculo de la coordenada D (X_D, Y_D).

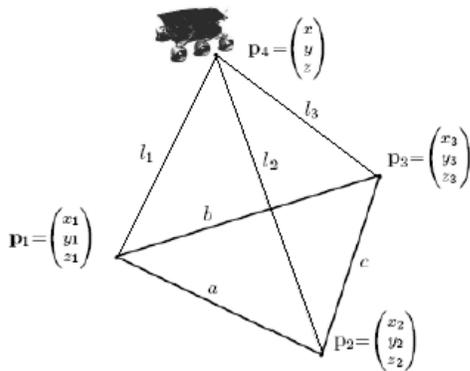


Fig. 7 Triángulo empleado para el cálculo del punto P₄(X,Y,Z).

Es necesario usar el tiempo de arribo a una tercera estación fija para precisar la localización del objetivo. Con la adición de esta tercera estación podemos encontrar tres diferencias de arribo entre F₁ y F₂, F₂ y F₃ y F₁ y F₃. La intersección de un mínimo de dos hipérbolas, construidas de dos tiempos de arribo determinados y graficados en el mismo sistema de coordenadas, da la ubicación de T como se muestra en la Figura 5.

C. Trilateración bidimensional

A continuación, se muestra en la Fig. el método de trilateración bidimensional. En este método, las observaciones que intervienen son:

- Distancia AD= D_{AD}
- Coordenadas de A = (X_A, Y_A)
- Ángulo alfa = α
- Coordenadas de B = (X_B, Y_B)
- Vectores $\vec{u}, \vec{v}, \vec{w}, \vec{y}, \vec{z}$
- Coordenadas de C= (X_C, Y_C)

Después de encontrar la coordenada del punto D (X_D, Y_D); se calcula la distancia AD, con el fin de comprobar, que el resultado obtenido coincida con la distancia asignada arbitrariamente.

La Figura 7 muestra, el método de trilateración esférica. Para desarrollar la expresión para el cálculo de ‘P₄’ se procede a componer de forma geométrica como se muestra a continuación.

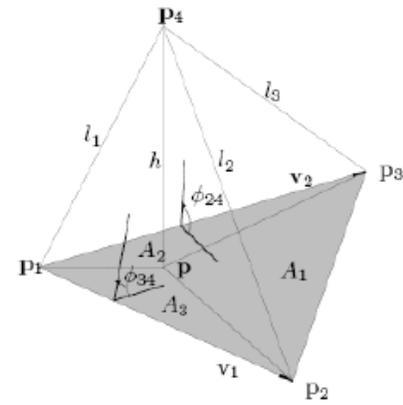


Fig. 8 Representación del punto P₄(X,Y,Z).

Se pueden expresar las coordenadas de ‘p’ como sigue:

$$p = \frac{A_1 p_1 + A_2 p_2 + A_3 p_3}{A_b} \tag{5}$$

Se puede interpretar la anterior expresión como el centro de masas del triángulo formado por los puntos de referencia p₁, p₂ y p₃. En cuanto a A₁, A₂ y A₃, serán las áreas de los triángulos: p₂p₃p, p₁p₃p y p₁p₂p; A_b es la suma de las áreas A₁, A₂ y A₃.

Descomponiendo y simplificando la expresión anterior se obtiene la siguiente expresión:

$$p = p_1 + \frac{A_2}{A_b} V_1 + \frac{A_3}{A_b} V_2 \tag{6}$$

$$V_1 = p_2 - p_1 \tag{7}$$

$$V_2 = p_3 - p_1 \tag{8}$$

Una vez obtenida una expresión para el cálculo del punto ‘p’, se obtiene una expresión para el cálculo del punto ‘p₄’. Tal como se muestra en la Figura 8.

$$p_4 = p \pm k_2 (V_1 \times V_2) \tag{9}$$

El producto vectorial del vector V₁ y V₂ se puede expresar en forma de bideterminante de Cayley Menger:

$$|V_1 \times V_2| = \sqrt{D(p_1, p_2, p_3)} \tag{10}$$

La ecuación de Cayley Menger que calcula el valor de k₃ en forma de bideterminante es:

$$k_3 = \frac{\sqrt{D(p_1, p_2, p_3, p_4)}}{D(p_1, p_2, p_3, p_4)} \tag{11}$$

D. Triangulación

En la Figura 9 se bosqueja el método de triangulación. En este método, las variables que intervienen son:

- Ángulo alfa = α

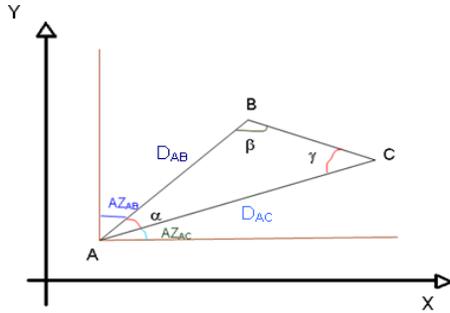


Fig. 9 Triángulo empleado para el cálculo de la coordenada $C(X_C, Y_C)$.

- Coordenadas de A = (X_A, Y_A)
- Ángulo beta = β
- Coordenadas de B = (X_B, Y_B)
- Distancia AB = D_{AB}

Para obtener las coordenadas del punto C (X_C, Y_C) , de la figura anterior se puede calcular D_{AB} de la manera siguiente:

$$D_{AB} = \sqrt{(X_A - X_B)^2 + (Y_A - Y_B)^2} \quad (12)$$

$$\gamma = 180^\circ - \alpha - \beta \quad (13)$$

De igual manera para calcular la distancia D_{BC} y la distancia D_{AC} , se realiza mediante las siguientes ecuaciones:

$$D_{BC} = \frac{D_{AB} \cdot \sin(\alpha)}{\sin(\gamma)} \quad (14)$$

$$D_{AC} = \frac{D_{AB} \cdot \sin(\beta)}{\sin(\gamma)} \quad (15)$$

El siguiente paso consiste en calcular los ángulos:

$$AZ_{AB} = \text{Arctg}\left(\frac{Y_B - Y_A}{X_B - X_A}\right) \quad (16)$$

$$AZ_{AC} = 90^\circ - AZ_{AB} - \alpha \quad (17)$$

Donde:

AZ_{AC} = Azimut desde el punto A al punto B.

AZ_{AB} = Azimut desde el punto A al punto C.

Una vez obtenidos los ángulos se puede encontrar el punto del objeto a localizar, como paso siguiente, se calculan las coordenadas del punto C:

$$X_C = X_A + D_{AC} \cdot \sin AZ_{AC} \quad (18)$$

$$Y_C = Y_A + D_{AC} \cdot \cos AZ_{AC} \quad (19)$$

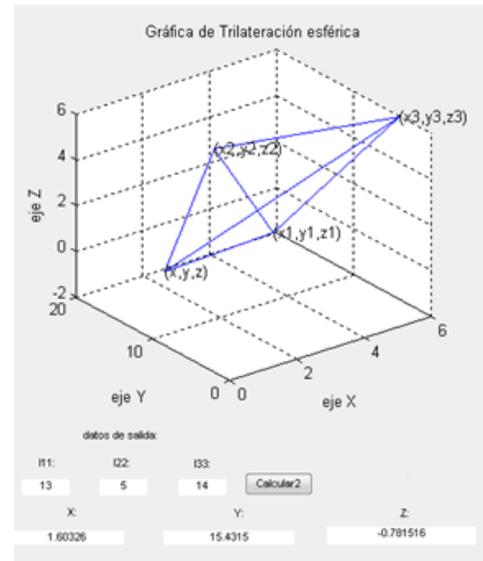


Fig. 10 Gráfica del método de trilateración esférica obtenida para las condiciones iniciales propuestas.

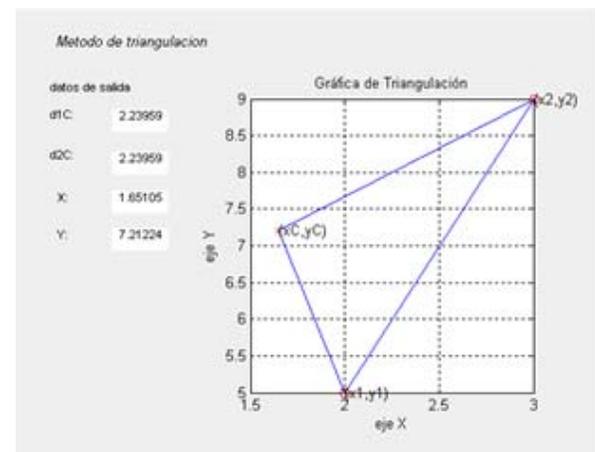


Fig. 11 Gráfica del método de triangulación, obtenida para las condiciones iniciales propuestas.

Al sustituir, el valor de AZ_{AC} en las ecuaciones anteriores es posible calcular las coordenadas del punto C (X_C, Y_C) , mediante las siguientes expresiones:

$$Y_C = Y_A + D_{AC} \cdot \cos(90^\circ - AZ_{AB} - \alpha) \quad (20)$$

$$X_C = X_A + D_{AC} \cdot \sin(90^\circ - AZ_{AB} - \alpha) \quad (21)$$

Después de encontrar las coordenadas del punto C (X_C, Y_C) , se pueden calcular las distancias BC, AC, para corroborar que estas coincidan con las distancias propuestas como condiciones iniciales.

IV. RESULTADOS

A continuación se muestran los resultados obtenidos, para las técnicas de localización analizadas. En la Figura 10, se muestra la gráfica obtenida para el método de trilateración esférica, con las siguientes condiciones iniciales:

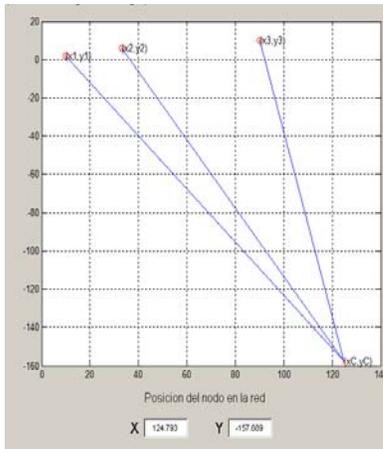


Fig. 12 Gráfica del método RSSI, obtenida para las condiciones iniciales propuestas.

TABLA I.
CONDICIONES INICIALES PARA EL MÉTODO RSSI.

x_1, y_1	(10,2)
x_2, y_2	(33,6)
x_3, y_3	(90,10)
α'	420°
RSSI	-83

TABLA II.
CONDICIONES INICIALES PARA EL MÉTODO TDOA.

x_1, y_1	(1,2)
x_2, y_2	(2,4)
x_3, y_3	(5,1)
t_1	3 nS
α'	90°

$$P_1(x_1, y_1, z_1) = (2, 3, 3) \quad P_2(x_2, y_2, z_2) = (3, 15, 4)$$

$$P_3(x_3, y_3, z_3) = (6, 4, 6) \quad D(11, 12, 13) = (13, 5, 14)$$

Las distancias 11, 12 y 13, son las distancias que existen entre P_1 a P; P_2 a P; P_3 a P; $P(x,y,z)$ es la coordenada del nodo desconocido.

En la Figura 10 el nodo desconocido, se encuentra en el punto $P(1.6, 15.43, -0.78)$, y las distancias 11, 12 y 13, son las distancias 11, 12 y 13, obtenidas con la fórmula de la distancia entre cada punto establecido como condición inicial y el punto del nodo desconocido. Este cálculo se realiza con el fin de corroborar que la coordenada del nodo desconocido, haya sido calculada correctamente. En la Figura 11, se muestra, la gráfica obtenida del método de triangulación, con las siguientes condiciones iniciales:

$$P_1(x_1, y_1) = (2, 5) \quad P_2(x_2, y_2) = (3, 9)$$

$$\text{Ángulo Alfa} = 23^\circ \quad \text{Ángulo Beta} = 23^\circ$$

Los Ángulos alfa y beta, son los ángulos comunes a los puntos P_1 y P_2 . La Figura 11 muestra que el nodo desconocido está en el punto $P(1.65, 7.21)$; las d_{1C} y d_{2C} son las distancias entre cada

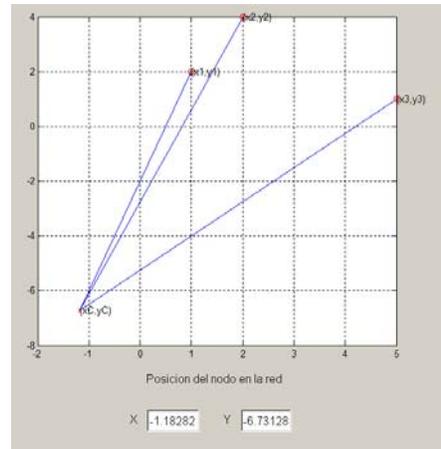


Fig. 13 Gráfica del método TDOA, obtenida para las condiciones iniciales propuestas.

punto establecido como condición inicial y el punto del nodo desconocido, estas distancias se calculan para corroborar que el punto del nodo desconocido haya sido calculado correctamente. En la Figura 12, se muestra la gráfica obtenida del método RSSI, para las condiciones iniciales mostradas en la Tabla I, en la cual se muestra que el nodo desconocido está en el punto $P(124.79, -157.68)$.

Por su parte, la Figura 13, presenta la gráfica obtenida del método TDOA, para las condiciones iniciales mostradas en la Tabla II, donde el nodo desconocido se localiza en el punto $P(-1.18, -6.73)$.

V. CONCLUSIONES

Durante el diseño de los métodos de localización de objetos, se tuvieron problemas en definir las fórmulas que deben utilizarse en cada uno.

El método de trilateración esférica, tiene una aplicación muy diferente a los demás métodos propuestos, ya que su aplicación está enfocada a planos tridimensionales, por lo que este método tiene un gran impacto en las telecomunicaciones por satélites, aeroespaciales, aeronáuticas y en el GPS.

En las simulaciones realizadas para los dos algoritmos realizados en Matlab, se tuvieron problemas en la obtención de resultados, ya que los resultados arrojados por Matlab no coincidían con los resultados obtenidos matemáticamente, por lo que se estuvieron modificando los algoritmos, hasta obtener resultados confiables.

Por último, cada método, tiene sus fallas y debilidades y sus aplicaciones, por lo que el método a utilizar, dependerá de la medida y aplicación que tenga en el campo de la ingeniería.

REFERENCIAS

[1] Q. Li, M.D. Rosa, and D. Rus, "Distributed Algorithms for Guiding Navigation across a Sensor Network," in Proc. of the 9th ACM MobiCom, 2003.
 [2] T. Li, A. Ekpenyong, and Y.-F. Huang, "A Location System Using Asynchronous Distributed Sensors," in Proc. of the 23rd IEEE INFOCOM, 2004.
 [3] B. Karp and H.T. Kung, "GPSR: Greedy Perimeter Stateless Routing for Wireless Networks," in Proc. of the 6th ACM MobiCom, 2000.
 [4] N. Bulusu, J. Heidemann, and D. Estrin, "GPS-less Low Cost Outdoor Localization For Very Small Devices," IEEE Personal Communication, vol. 7, no. 5, pp. 28-34, 2000.
 [5] K. Rómer, "The Lighthouse Location System for Smart Dust," in Proc. of the 1st ACM MobiSys, 2003.

[6] N. Bulusu, J. Heidemann, D. Estrin, and T. Tran, "Self-Configuring Localization Systems: Design and Experimental Evaluation," *ACM Trans. on Embedded Computing Systems*, vol. 3, no. 1, pp. 24–60, 2004.

[7] M. Sichitiu and V. Ramadurai, "Localization of Wireless Sensor Networks with a Mobile Beacon," in *Proc. of the 1st IEEE MASS*, 2004.

[8] P.N. Pathirana, N. Bulusu, A.V. Savkin, and S. Jha, "Node Localization Using Mobile Robots in Delay-Tolerant Sensor Networks," *IEEE Trans. on Mobile Computing*, vol. 4, no. 3, pp. 285–296, 2005.

[9] H. Lim and J.C. Hou, "Localization for Anisotropic Sensor networks," in *Proc. of the 24th IEEE INFOCOM*, 2005.

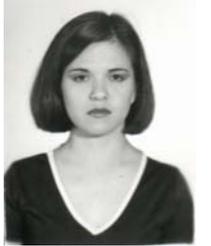
[10] N.B. Priyantha, H. Balakrishnan, E. Demaine, and S. Teller, "Mobile-Assisted Localization in Wireless Sensor Networks," in *Proc. of the 24th IEEE INFOCOM*, 2005.

[11] D. Goldenberg, A. Krishnamurthy, W.C. Maness, Y. R. Anderson, "Network Localization in Partially Localizable Networks," in *Proc. of the 24th IEEE INFOCOM*, 2005.

[12] J. Hightower and G. Borriello, "A Survey and Taxonomy of Location Systems for Ubiquitous Computing," *IEEE Computer*, vol. 34, no. 8, pp. 57–66, 2001.



Mass Sánchez Joaquín, nació el 9 de junio de 1988, Ciudad Obregón, Sonora. Estudió Ingeniero en Electrónica en el ITSON. Generación 2006 – 2010. Realizó tesis sobre técnicas de localización de objetos basadas en posición en redes de sensores inalámbricas. Gustos e intereses: leer, ver televisión, practicar deporte, escuchar música, videojuegos.



Ruiz I. Erica C. Obtuvo el grado de Doctor y Maestría en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones por CICESE en el 2009 y 2000 respectivamente. En 1998 se graduó de Ing. en Electrónica por el ITSON. Actualmente es Profesor Investigador del ITSON desde el 2001. Ha desarrollado proyectos en el área de redes y monitoreo de sistemas de riego, domótica. El área de interés son las redes inalámbricas de sensores y actuadores, redes Adhoc, entre otras.



actuadores.

Espinoza R. Adolfo. Oriundo de Cd. Obregón, Sonora. Recibió el título de Ingeniero en Electrónica con especialidad en Sistemas Digitales por la UAM-Atzacapotzalco en 1988 y el grado Maestro en Ciencias de la Computación por el ITESM en el 2003. Actualmente es candidato a Doctor en Ciencias Computacionales por el CICESE y se desempeña como Profesor Investigador en el departamento de Ingeniería Eléctrica en el Instituto Tecnológico de Sonora. Sus áreas de interés incluyen: Algoritmos de optimización, sistemas embebidos, redes de sensores y



García B. Armando. Nació en Durango, Durango el 11 de Julio de 1972. Es Ingeniero en electrónica del Instituto Tecnológico de Durango en México. Tiene la maestría con acentuación en telecomunicaciones por parte del Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey (ITESM) en Monterrey México. Obtuvo el Grado de Doctor por parte de la Universidad Pierre et Marie Curie (UPMC) en conjunto con Telecom SudParis en Francia. El cuenta con diversas publicaciones en congresos nacionales e internacionales. Actualmente



se desempeña como profesor de tiempo completo del ITSON. El Dr. Armando García ha participado en varios proyectos nacionales apoyados por Promep y Fordecyt y cuenta con un libro publicado.

Cortéz G. Joaquín. Nació en Navojoa, Sonora, recibió el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica por el CINVESTAV-Guadalajara, en el año 2001 y el Grado de Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica por la misma institución en 2008. Actualmente se desempeña como Profesor Investigador en el departamento de Ingeniería Eléctrica en el Instituto Tecnológico de Sonora. Sus áreas de interés incluyen las comunicaciones digitales y la implementación de algoritmos en procesadores digitales de señales.



Solís G. Ricardo. Obtuvo el grado de Ingeniero en Electrónica (especialidad en Comunicaciones) de la UAM Iztapalapa en 1987 y el de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones (especialidad en Telecomunicaciones) del CICESE en 1998. Es maestro investigador de tiempo completo Titular B, de la carrera de Ingeniero en Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora desde 1988, fue coordinador de la misma del 2000 al 2005 y responsable del programa hasta el 2009. Es miembro de la IEEE desde 1995. Sus líneas de interés son las telecomunicaciones y redes de computadoras. Puede contactarse en ricardo.solis@itson.edu.mx.

Implementación del filtro Kalman en un procesador de señales digitales para la detección y caracterización de eventos de calidad de energía eléctrica no estacionarios

Trevizo R. Omar A., Hernández L. Jesús H., Cortéz G. Joaquín, Núñez R. Gabriel

Resumen— Este artículo muestra que es posible la implementación en tiempo real del filtro Kalman en un DSP de la empresa Texas Instruments para la detección y caracterización de eventos de calidad de energía eléctrica no estacionarios.

Palabras clave— Filtro Kalman, DSP, DSK6713, sag, swell, transitorio impulsivo, transitorio oscilatorio interrupción.

I. INTRODUCCIÓN

Este documento muestra la utilización del filtro Kalman para estimar los valores de magnitud de una señal senoidal con la finalidad de detectar eventos de calidad de energía eléctrica y posteriormente pasar a su caracterización en duración y magnitud según sea necesario. Se demuestra que esta clase de filtro en aplicaciones de calidad de la energía eléctrica puede ser implementada en un DSP como el DSK6713 de la empresa Texas Instruments.

II. TEORIA BÁSICA DEL FILTRO KALMAN

El filtro Kalman fue desarrollado por Rudolf Emil Kalman en el año de 1960 [2], este filtro permite estimar variables de un sistema (las cuales no es posible medir o es demasiado complicado) usando sólo mediciones con ruido provenientes de la salida de un sistema. Se le conoce como filtro ya que permite obtener el mejor estimado de las variables del sistema dentro de un enorme número de mediciones ruidosas, es decir que elimina la información no deseada o el ruido del sistema; de está forma el

Manuscrito recibido el 29 de Septiembre de 2011. Este trabajo fue respaldado por el departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora.

Trevizo R. Omar A. hasta la fecha se ha de desempeñado como maestro auxiliar del Instituto Tecnológico de Sonora en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica Instituto Tecnológico de Sonora; Ave. Antonio Caso S/N Col. Villa ITSON; Ciudad Obregón, Sonora, México; C.P. 85130.

Hernández L. Jesús H. hasta la fecha se ha de desempeñado como maestro de tiempo completo del Instituto Tecnológico de Sonora en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica Instituto Tecnológico de Sonora; Ave. Antonio Caso S/N Col. Villa ITSON; Ciudad Obregón, Sonora, México; C.P. 85130. (e-mail jehdez@itson.mx)

Cortéz G. Joaquín hasta la fecha se ha de desempeñado como maestro de tiempo completo del Instituto Tecnológico de Sonora en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica Instituto Tecnológico de Sonora; Ave. Antonio Caso S/N Col. Villa ITSON; Ciudad Obregón, Sonora, México; C.P. 85130. (e-mail jcortez@itson.mx)

Núñez R. Gabriel hasta la fecha se ha de desempeñado como maestro de tiempo completo del Instituto Tecnológico de Sonora en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica Instituto Tecnológico de Sonora; Ave. Antonio Caso S/N Col. Villa ITSON; Ciudad Obregón, Sonora, México; C.P. 85130. (e-mail gnumez@itson.mx)

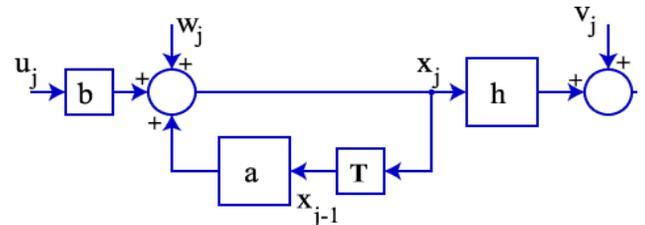


Fig. 1 Diagrama a bloques de un sistema lineal.

comportamiento es como el de un filtro (remover las frecuencias no deseadas o la información no requerida de una señal).

Partiendo de las ecuaciones de un sistema lineal como el de la Fig. 1 se tiene:

$$X_j = AX_{j-1} + Bu_j + W_j \tag{1}$$

$$Z_j = HX_j + V_j \tag{2}$$

donde W_j de la ecuación (1) es ruido blanco Gaussiano presente en el sistema que no está correlacionado con la entrada y que tiene una covarianza que denominaremos como Q . La ecuación (2) es referente a una medición de la salida del mismo sistema de la ecuación (1), donde V_j es el ruido blanco Gaussiano presente en la medición, que no está correlacionada con la entrada y su covarianza la denomina como R .

Si se desea conocer la variable de estado X de un sistema como el que se muestra en la Fig. 1 y dicha variable es imposible o muy difícil de medir, ésta se puede estimar usando el filtro Kalman, usando las mediciones del sistema Z y minimizando los efecto del ruido W y V . Básicamente el filtro Kalman es una réplica del sistema original conectado a las mismas entradas y salidas, con la finalidad de obtener un error de comparación e o residuo y con ello hacer las correcciones necesarias de auto-ajuste del filtro mismo, todo esto por medio de probabilidad. El diagrama a bloques del sistema con el filtro se puede ver en la Fig. 2.

De allí haciendo el respectivo análisis matemático llegamos a las siguientes ecuaciones:

$$P_j^- = AP_{(j-1)}A^T + Q \tag{3}$$

$$K_j = \frac{P_j^- H^T}{HP_j^- HT + R} \tag{4}$$

$$\hat{X}_j = \hat{X}_j^- + K_j \text{Residuo}_j \tag{5}$$

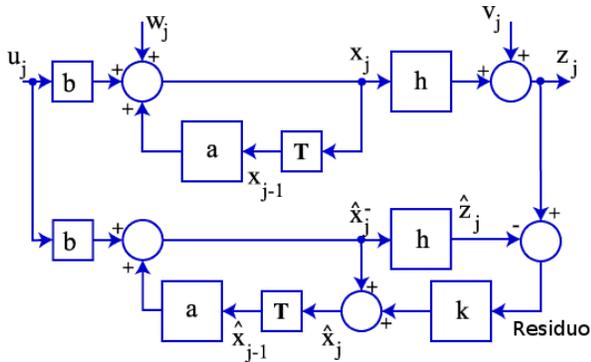


Fig. 2 Diagrama a bloques del sistema lineal junto con el filtro Kalman.

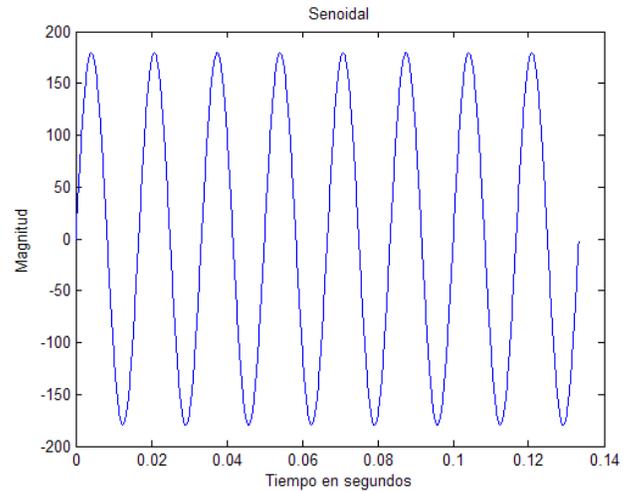


Fig. 4. Señal senoidal sin disturbios.

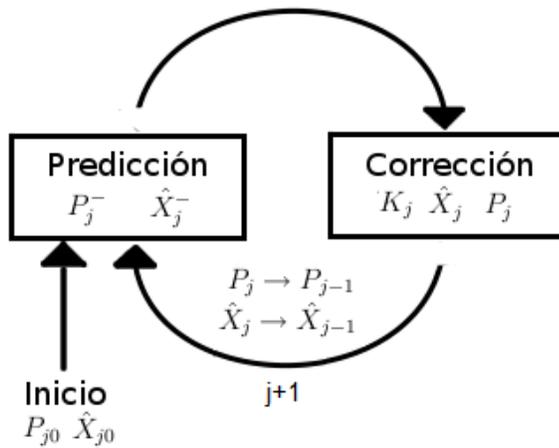


Fig. 3 Proceso de estimación y corrección del filtro Kalman.

$$P_j = (I - K_j H) P_j^- \quad (6)$$

Donde:

$$\text{Residuo}_j = Z_j - \hat{Z}_j$$

A. Predicción y corrección

El filtro Kalman se basa en un esquema de dos pasos:

1. Predicción.
2. Corrección.

Dicho proceso se puede apreciar un poco mejor en la Fig. 3, para darle más claridad la forma en cómo trabaja es la siguiente: a partir de ciertos valores iniciales proporcionados por el usuario, el filtro realiza una predicción de un valor futuro, dicho valor se compara con la medición real y se hace una corrección de las propiedades estadísticas del filtro, para posteriormente pasar a una nueva predicción y así continuamente.

B. Matriz de transición A.

Tomando en cuenta que la matriz de transición A debe de calcularse según el sistema a analizar, se debe de obtener uno que represente el sistema eléctrico al menos a la frecuencia fundamental, en [1] se encuentra el desarrollo de un modelo matemático que parte de la representación armónica del sistema, partiendo de ese modelo con el interés en la parte imaginaria del sistema se tiene:

$$A = \begin{bmatrix} \sin(2\pi f_s t) & -\cos(2\pi f_s t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

Donde:

A es la matriz de transición.

H es la matriz de medición.

El interés por la parte imaginaria es debido a que, la salida del sistema es meramente real, obteniendo la parte imaginaria con el filtro Kalman permite calcular la magnitud de las señales analizadas.

III. SIMULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN

EL filtro Kalman se probó primero en simulaciones en el paquete computacional MATLAB, las señales que se utilizaron en las simulaciones fueron las siguientes:

- Señal senoidal.
- Sag.
- Swell.
- Interrupción.
- Transitorio impulsivo.
- Transitorio Oscilatorio.

La señal senoidal es de 60 Hertz con una magnitud de 127 Vrms, la cual se usa para simular la señal de la línea de alimentación en condiciones óptimas, las restantes señales utilizadas son eventos de calidad de energía eléctrica del tipo no estacionario.

Los eventos de calidad de energía eléctrica utilizados en las simulaciones son descritos por la norma [3] de la siguiente forma:

El sag se define como una caída en la tensión de alimentación por debajo del 10% del valor nominal llegando a caer máximo hasta valores del 90%, el swell es un incremento de la tensión de alimentación por arriba del 10% del valor nominal y puede aumentar hasta el 80%, la interrupción es una caída de la tensión por debajo del 10% de valor nominal, la duración de estos eventos puede ser desde medio ciclo hasta 3 segundos en los casos instantáneos, 30 segundos en el momentáneo y hasta 1 minutos en el temporal. El transitorio del tipo impulsivo es un pico de voltaje que puede llegar hasta los miles de volts y tener una

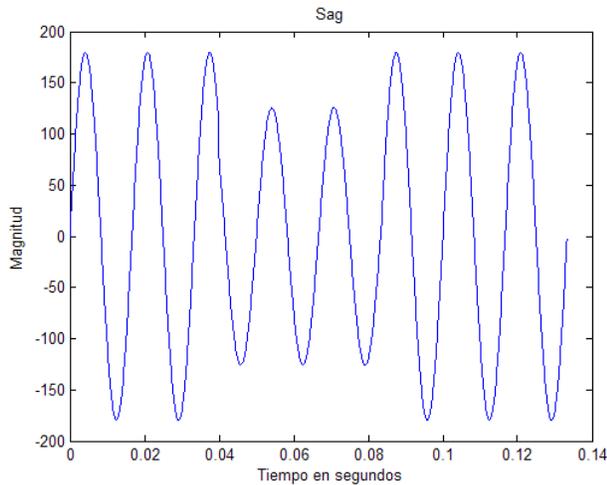


Fig. 5 Señal senoidal con un sag.

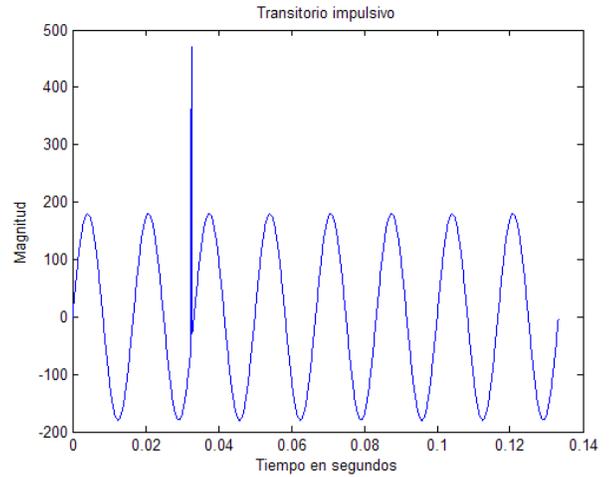


Fig. 8 Transitorio impulsivo.

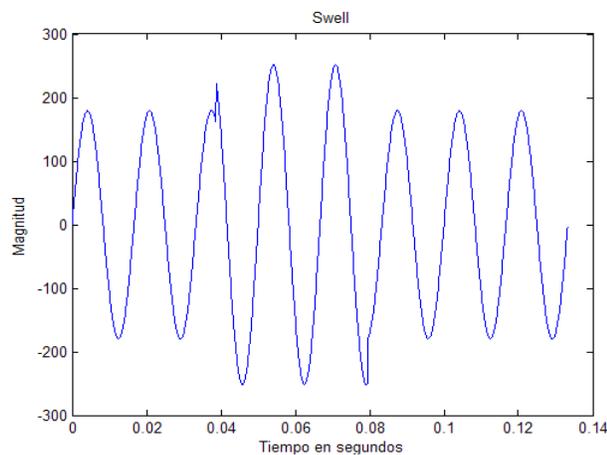


Fig. 6 Señal senoidal con un swell.

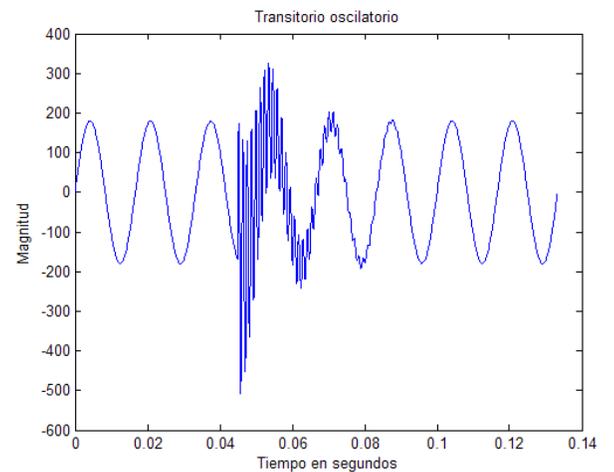


Fig. 9 Transitorio oscilatorio.

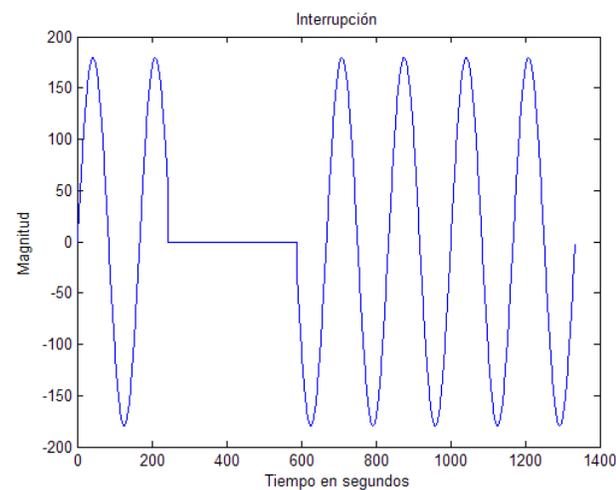


Fig. 7 Señal senoidal con una interrupción.

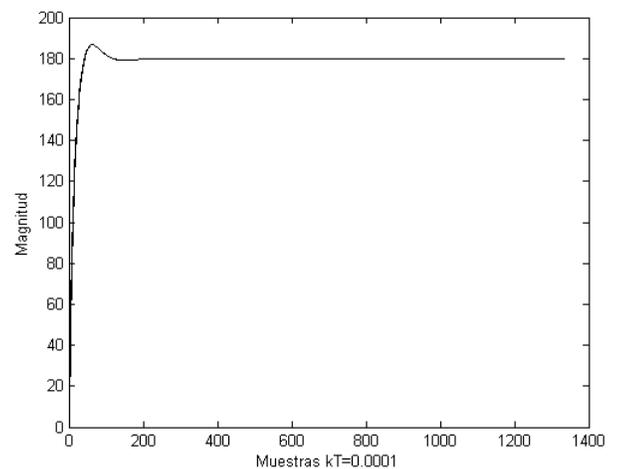


Fig. 10 Magnitud estimada de la senoidal.

muy corta duración hasta menos de 50 nano segundos, los transitorios oscilatorios se caracterizan por tener múltiples modos de frecuencia presentes con frecuencias que van desde los 5 kHz hasta los 5 MHz. Se prepararon en MATLAB algunas señales para hacer las simulaciones las cuales se pueden ver desde la fig. 4 a la fig. 9:

Las señales creadas se utilizaron en las simulaciones en MATLAB y se obtuvieron los resultados que se pueden ver desde la fig 10 hasta la fig 15.

Se puede apreciar en los resultados de las simulaciones que el filtro Kalman usando el modelo propuesto en [1] obtiene sin problemas las magnitudes de las señales analizadas, dichos resultados son de más ayuda en la caracterización y detección de

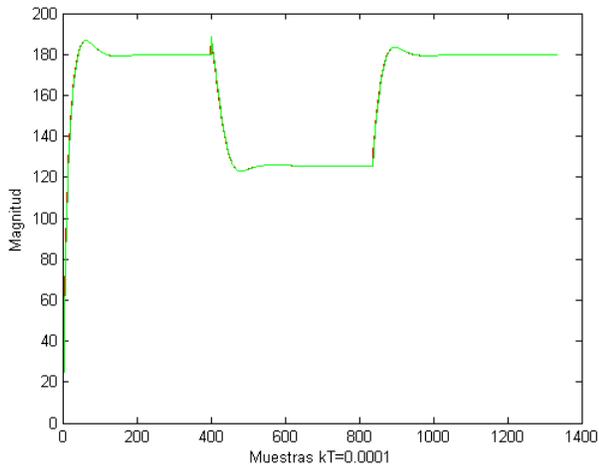


Fig. 11 Magnitud estimada del sag.

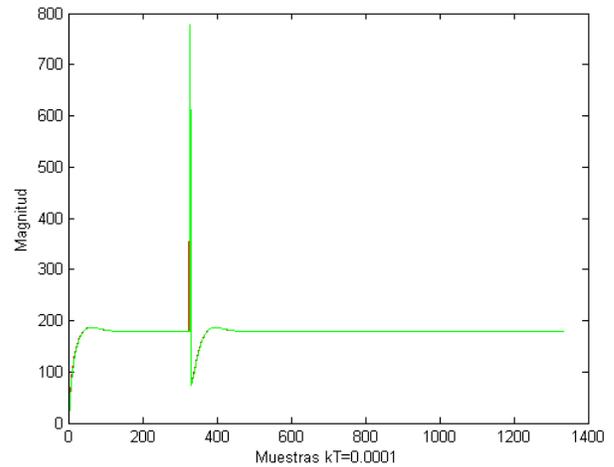


Fig. 14 Magnitud estimada del transitorio impulsivo.

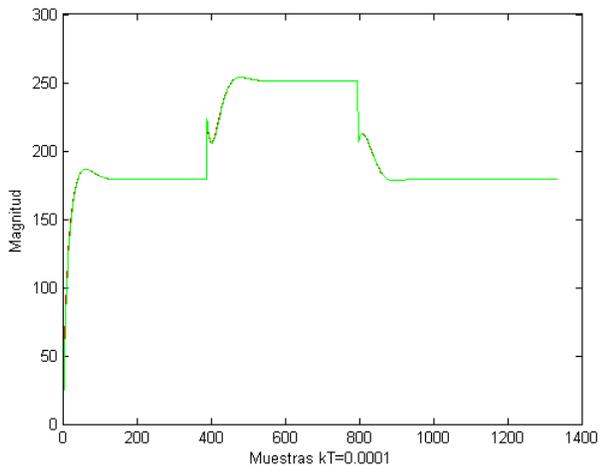


Fig. 12 Magnitud estimada del swell.

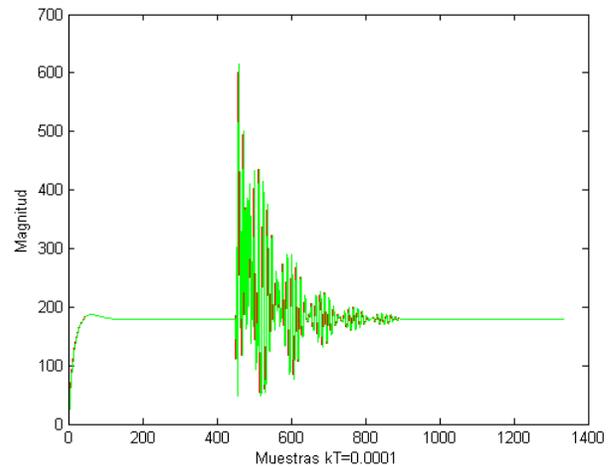


Fig. 15 Magnitud estimada del transitorio oscilatorio.

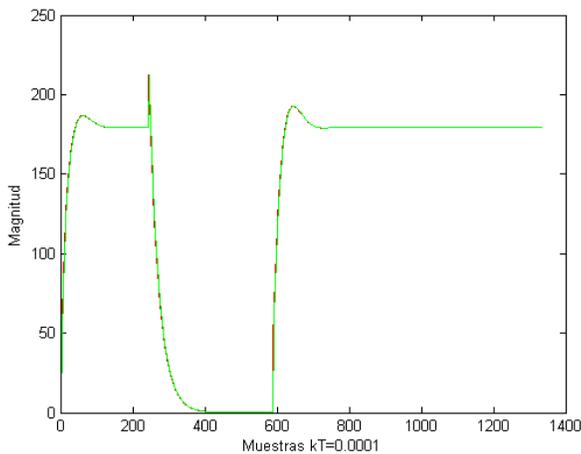


Fig. 13 Magnitud estimada de la interrupción.

dichos eventos, por ejemplo en la fig. 12 se puede saber fácilmente cuándo inicia y cuándo termina el swell y qué magnitud tenía en todo momento, estos datos son más sencillos de visualizar de esta forma que viendo la figura original fig. 6. En casi todos los casos el filtro Kalman ofrece resultados que son adecuados para detección y caracterización, a excepción del

evento de calidad de energía eléctrica transitorio oscilatorio, se puede ver que si detecta cuándo inició y cuándo terminó y la magnitud presente pero que componentes de frecuencia estaban presentes.

A. Implementación

La implementación del algoritmo del filtro Kalman se llevó a cabo en un DSP de la empresa Texas Instruments modelo DSK6713 el cuál es un DSP de punto flotante, la aplicación del algoritmo del filtro logró hacerse en tiempo real empleando parte del código proporcionado por la misma empresa sobre el manejo de buffers, el manejo de buffers se basa en almacenar la información muestreada en dos buffers del mismo tamaño, cuando se llena uno de los buffers éste se comienza a trabajar con el algoritmo del filtro mientras el otro buffer comienza a llenarse, el objetivo es que se le de tiempo al algoritmo del filtro de procesar toda la información contenida en un buffer antes de que se llene el otro y así evitar la pérdida de información. La implementación del filtro se llevó a cabo tomando el algoritmo simple de predicción y corrección (que abarca el uso de las ecuaciones 3 hasta la 8) y pasarlo al lenguaje de programación que maneja el DSP que es C, tomando valores de condiciones

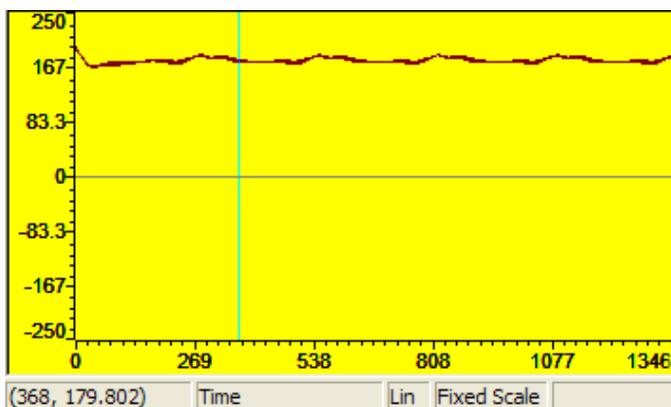


Fig. 16 Magnitud estimada de una señal senoidal.

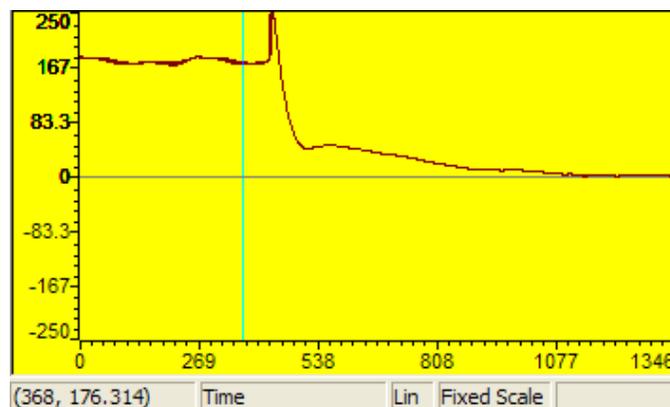


Fig. 19 Magnitud estimada de una interrupción.

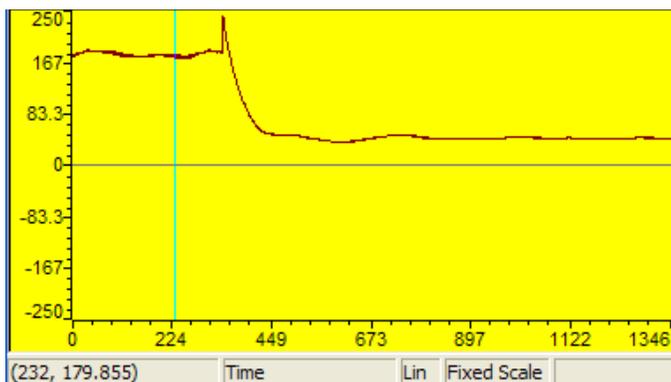


Fig. 17 Magnitud estimada del de un sag.

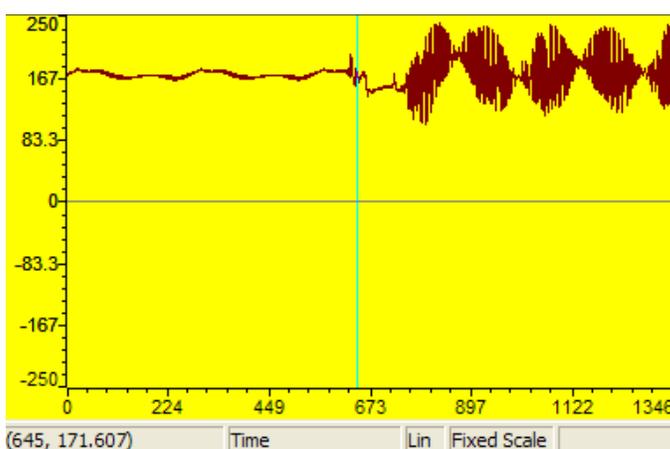


Fig. 20. Magnitud estimada de un transitorio oscilatorio.

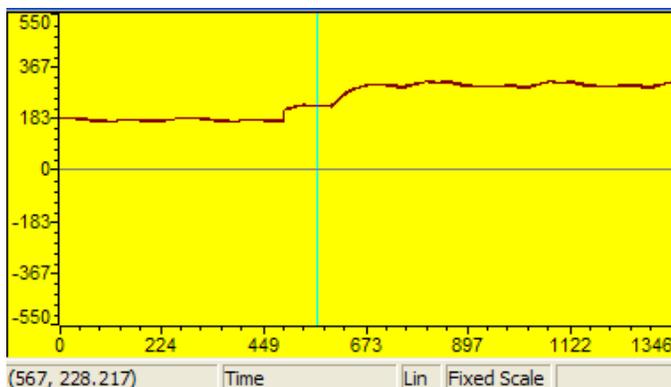


Fig. 18 Magnitud estimada de un swell.

iniciales de de 1.0 y con una covarianza de ruido en el sistema R de 0.0000000001 y una covarianza en el ruido de la medición Q de 0.01, la matriz de transición A se ajustó a una frecuencia de muestreo igual a la del ADC del DSP que es de 8 kHz y una frecuencia analógica de 60 Hz. Las pruebas se realizaron en un ambiente real controlado en laboratorio donde las señales fueron creadas con un circuito sencillo usando un OPAMP LM741 en configuración inversor y usando decadas de resistencias para mover la magnitud y un generador de funciones a 60 Hz, intermanente el DSP uso ganancias para ajustar los valores de entrada del ADC a valores equivalentes a una senoidal de 127 Vrms, también se hizo la conversión de número a entero a decimal, ya que el ADC solo da como resultado valores enteros. Se lograron probar sólo cinco casos: senoidal normal, sag, swell, interrupción y transitorio oscilatorio. Lo anterior debido a

limitaciones de equipo de laboratorio. Los resultados de dicha implementación se gráfcaron con el mismo software de programación del DSP Code Composer Studio y se obtuvieron los siguientes resultados:

El algoritmo del filtro calculó sin problemas las magnitudes de las señales que muestreó a través del ADC, las picos presentes en la Fig. 17 y 19 se deben a que al cambiar la señal de su estado nominal a otro diferente el filtro debe ajustarse y durante ese tiempo de ajuste los datos que arroja el algoritmo no son confiables.

IV. CONCLUSIÓN.

Queda claro que es posible la implementación de un algoritmo de filtro Kalman en un DSP en aplicaciones dentro del área de calidad de la energía eléctrica, logrando análisis en tiempo real de eventos como sag's, swell's, interrupciones, transitorios oscilatorios y llegando a su detección y caracterización sin problema alguno. Es posible lograr un análisis armónico de la señal de suministro eléctrico utilizando el filtro Kalman pero con limitaciones de selectividad en las componentes de frecuencia a analizar. Se puede reducir el tiempo que tarda el filtro en ajustarse a los cambios al aumentar la frecuencia de muestreo y por lo tanto también trabajando con un DSP más rápido que el usado en esta investigación. Se podría obtener resultados aun mejores aplicando mejores modelos matemáticos que el aplicado en esta investigación o utilizando versiones mejoradas del filtro kalman como el filtro Kalman extendido

(EKF) o el filtro Kalman sin esencia (UKF). Las aplicaciones del filtro Kalman dentro del área de calidad de energía eléctrica son obviamente grandes, ya que el filtro puede trabajar con cualquier tipo de sistema que pueda ser modelado matemáticamente o funcionar con diferentes modelos matemáticos de un mismo sistema lo cuál hacen al filtro Kalman muy versátil.

REFERENCIAS

- [1] Bollen, H. J. Math and Gu, Y. H. Irene *Signal Processing of Power Quality Disturbances*, JOHN WILEY SONS, INC., 2006.
- [2] Kalman, R. E., *A new approach to linear filtering and prediction problems*, ASME Journal of Basic Engineering, Volumen 82, paginas 34--85, 1960.
- [3] IEEE. 1995. IEEE-1159 Recommended practice for monitoring electric power quality.



Trevizo R. Omar A. Nacido en 1985 en Ciudad Obregón Sonora México, realizó su carrera de Ingeniero en Electrónica en el Instituto Tecnológico de Sonora egresando en el 2007 y terminó la Maestría en Ciencias de la ingeniería opción energía eléctrica en la misma institución en el año de 2011, actualmente se desempeña como maestro auxiliar en el ITSON y trabaja en Comisión Federal de Electricidad, sus intereses principales son, procesamiento digital de señales, electrónica digital, algoritmos de seguimiento aplicados a la detección y caracterización de eventos

de calidad de energía eléctrica.



Hernández L. Jesús H. Obtuvo el grado de Doctor en Ciencias con especialidad en Ingeniería Eléctrica en el año 2008 en el Centro de de Investigación y Estudios Avanzados (CINVESTAV) del Instituto Politécnico Nacional, Unidad Guadalajara. Actualmente se desempeña como Profesor-Investigador en el Instituto Tecnológico de Sonora. Sus áreas de interés son: Análisis y control de sistemas eléctricos de potencia, calidad de la energía eléctrica y aprovechamiento de energía solar.



Cortéz G. Joaquín. Nació en Navojoa, Sonora, recibió el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica por el CINVESTAV-Guadalajara, en el año 2001 y el Grado de Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica por la misma institución en 2008. Actualmente se desempeña como Profesor Investigador en el departamento de Ingeniería Eléctrica en el Instituto Tecnológico de Sonora. Sus áreas de interés incluyen las comunicaciones digitales y la implementación de algoritmos en procesadores digitales de señales.



Núñez R. Gabriel. Egresó del Instituto Tecnológico de Sonora en 1985 como Ingeniero Industrial, en 2003 obtuvo el grado de Maestría en Ingeniería en Administración de la Tecnología Eléctrica en el mismo instituto. Desde 1993 hasta abril de 2005 se desempeñó como Profesor de Tiempo Completo del Instituto Tecnológico de Sonora en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica. Actualmente es Responsable del Programa Educativo de la carrera de Ingeniero Electricista.

ÍNDICE DE AUTORES

A

Alcalá R. Janeth	1
Ambrosio L. Armando	8

B

Beristáin J. José Antonio	1
---------------------------	---

C

Cárdenas G. Víctor	1
Chón G. Martín U.	16
Cortez G. Joaquín	42,46,53
Cota F. Jorge E.	8

E

Espinoza R. Adolfo	42,46
--------------------	-------

F

Félix C. Francisco J.	16
-----------------------	----

G

García A. Ernesto	32
García B. Armando	42,46

H

Hernández L. Jesús H.	8,53
Hernández R. Angélica	27,37
Herrera S. Manuel	21

M

Mass S. Joaquín	46
Martínez A. Gloria M.	27,37
Murillo V. Ismael	21

N	
Núñez R. Gabriel	53
Nuño M. Marco A.	32
P	
Pérez R. Javier	1
Portillo J. Canek	16
R	
Rivas D. Francisco	8
Rodríguez G. Alberto	42
Ruiz I. Erica	42,46
S	
Salazar V. Eduardo	27,37
Solís G. Ricardo T.	42,46
T	
Trevizo R. Omar A.	53
V	
Verdugo T. Esteban	21

INVESTIGACIÓN E INNOVACIÓN EN TECNOLOGÍA ELÉCTRICA

**Se terminó de editar en octubre de 2011 en el departamento de
Ingeniería Eléctrica y Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora
en Cd. Obregón Sonora México.**

Tiraje de 300 ejemplares más sobrantes para reposición.



ITEE



ITSON

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA