



INSTITUTO TECNOLÓGICO DE SONORA

ITSON

Educar para
Trascender



Creando tecnología para impulsar la ingeniería a otro nivel

COMPILADORES

Griselda González Díaz Conti

Javier Pérez Ramírez

José Antonio Beristáin Jiménez

“Creando tecnología para impulsar la ingeniería a otro nivel”

Compilación de artículos del VI Congreso de Innovación Tecnológica en Eléctrica y Electrónica

COMPILADORES

Griselda González Díaz Conti
Javier Pérez Ramírez
José Antonio Beristáin Jiménez

EDICIÓN LITERARIA

Griselda González Díaz Conti
Javier Pérez Ramírez
José Antonio Beristáin Jiménez
Sara Yael Angulo Guzmán

GESTIÓN EDITORIAL

Oficina de publicación de obras literarias y científicas
Marisela González Román

TECNOLOGÍA Y DISEÑO

Mayra Alejandra Molina Puentes
Griselda González Díaz Conti
Javier Pérez Ramírez
José Antonio Beristáin Jiménez



INSTITUTO TECNOLÓGICO DE SONORA
Educar para Trascender

ISBN 978-607-609-055-8

2013, Instituto Tecnológico de Sonora.
5 de Febrero, 818 Sur, Colonia Centro,
Ciudad Obregón, Sonora, México; 85000
Web: www.itson.mx
Email: rectoria@itson.edu.mx
Teléfono: (644) 410-90-00

Edición 2013
Hecho en México

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 del Instituto Tecnológico de Sonora.

DIRECTORIO ITSON

Dr. Isidro Roberto Cruz Medina

Rector del Instituto Tecnológico de Sonora

Dr. Jesús Héctor Hernández López

Vicerrectoría Académica

Dr. Joaquín Cortez González

Dirección Académica de Ingeniería y Tecnología

M.I. Gabriel Núñez Román

Jefe del Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica

Comité Científico de Revisión

Dr. Juan José Padilla Ybarra	Instituto Tecnológico de Sonora
M. en C. Alma Delia Otero Escobar	Universidad Veracruzana
Ing. Andrés Othón Pizarro Lerma	Instituto Tecnológico de Sonora
M. en C. Darcy Daniela Flores Nieblas	Instituto Tecnológico de Sonora
Dra. Érica Cecilia Ruiz Ibarra	Instituto Tecnológico de Sonora
Dr. Freddy Chan Puc	Universidad de Quintana Roo
M.I. Isidro Ignacio Lázaro Castillo	Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo
Dr. Javier Pérez Ramírez	Instituto Tecnológico de Sonora
Ing. Jesús Eduardo Hinojos	Instituto Tecnológico de Sonora
Dr. José Antonio Beristáin Jiménez	Instituto Tecnológico de Sonora
M. en C. José Luis Vázquez Ávila	Universidad Autónoma del Carmen
M. en C. José Manuel Campoy Salguero	Instituto Tecnológico de Sonora
M. en C. José Rivera Mejía	Instituto Tecnológico de Chihuahua
Dr. Juan Pedro Olivares	Instituto Tecnológico de Sonora
M.C. Luis Eduardo Ugalde Caballero	Instituto Tecnológico de Morelia
Dr. Rafael Alfonso Figueroa Díaz	Instituto Tecnológico de Sonora
M. en C. Rafael León Velázquez	Instituto Tecnológico de Sonora
Ing. Silvia Lucía García Gutiérrez	Instituto Tecnológico de Sonora

CONTENIDO

INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA

- Evaluación del Uso de la Actividad Eléctrica Muscular, como Señal para Bioretroalimentación** 1
Ramírez T. Alberto, Luna R. Iván, González M. Antonio., Vega. U. Adrián y Acosta A. Modesto
- Discriminación de Vinos Espumosos Utilizando una Lengua Electrónica Voltamperométrica y Análisis Multivía** 6
Santana A. y Gutiérrez J. M.
- Sensor de Humedad de Suelo Basado en Capacitancia de Anillos Paralelos** 12
Álvarez I. Dagoberto, Sánchez V. José F., Ruiz I. Joel y Padilla Y. Juan J.

SISTEMAS DE POTENCIA

- Compensación de Potencia Reactiva, Análisis por Medio de la Teoría de Redes** 17
Castro H. José J.
- Cálculo en Redes de Transmisión para la Determinación de Matriz de Admitancias Ybus e Impedancias Zbus Utilizando GUIDE de MATLAB** 21
Gómez G. Guillermo, Ambrosio L. Armando y Valenzuela O. José E.

APLICACIONES DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA

- Compensador Estático de Potencia Reactiva para la Corrección del Factor de Potencia Utilizando Interruptores Bidireccionales** 26
González S. Omar, Pérez R. Javier, Beristáin J. José A. y Hernández L. Jesús H.
- Propuesta de una Estrategia de Modulación para un Inversor Multinivel en Cascada Asimétrico** 33
Beristáin J. José A., Pérez R. Javier, Urquijo R. Francisco R. y Hernández L. Jesús H.

SISTEMAS MECATRÓNICOS

Sistema de Control para el Secado de Semillas

42

Bueno R. Raymundo, Bajo de la P. Jorge V. y Angulo G. Melisa E.

Propuesta de Diseño de un Controlador con Etapa de Potencia y Tren Motriz para un Colector Solar Parabólico

47

Ramírez Y. Susana, Domínguez B. José, Valdez A. R. y Soto C. Adolfo

TELECOMUNICACIONES

Sistema Electromagnético ATP para Enlaces Ópticos Inalámbricos Satelitales

51

Morán M. Luis A., Murrieta L. Juan C., Arvizu M. Arturo, Muraoka E. Ramón y Velis M. Luis F.

Laboratorio Remoto de Robótica y Procesos de Manufactura Industriales

58

Barraza C. Néstor, Rodríguez V. Salatiel, Romero A. Jorge F., Castillo O. Rafael,
Acosta E. Milka del C. y Salazar A. Rubí

PRESENTACIÓN

La presente obra es una compilación de artículos en las disciplinas de ingeniería eléctrica y electrónica, los cuales se han clasificado en las siguientes áreas temáticas: instrumentación electrónica, sistemas de potencia, aplicaciones de electrónica de potencia, sistemas mecatrónicos y telecomunicaciones. La calidad de la obra se basa en la selección de artículos a través de una rigurosa revisión llevada a cabo por pares pertenecientes a diferentes instituciones de educación superior del país.

Los artículos fueron presentados y defendidos con éxito en el VI Congreso de Innovación Tecnológica en Eléctrica y Electrónica (VI CITEE), el cual se llevó a cabo los días 6, 7 y 8 de Noviembre de 2013, en las instalaciones de Instituto Tecnológico de Sonora (ITSON), unidad Náinari en Cd. Obregón, Sonora. Dicho evento se logra con el esfuerzo los cuerpos académicos de “utilización de la energía”, “control no lineal de sistemas dinámicos” y “redes y telecomunicaciones” adscritos al Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, las sociedades de estudiantes y la rama estudiantil IEEE-ITSON, con el cual se 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.

Griselda González Díaz Conti
Javier Pérez Ramírez
José Antonio Beristáin Jiménez

Evaluación del Uso de la Actividad Eléctrica Muscular, como Señal para Bioretroalimentación

Ramírez T. Alberto, Luna R. Iván, González M. Antonio., Vega. U. Adrián y Acosta A. Modesto.

Resumen— En el campo de la rehabilitación clínica, se utiliza la medición de algunos parámetros fisiológicos para reeducar a un paciente, por ejemplo de la señal de voz para enseñanza del habla en niños sordos y de la autoevaluación del ritmo cardíaco para evitar taquicardias.

La actividad eléctrica muscular ha sido objeto de estudio para establecer la relación que guarda con la fuerza que ejerce un músculo. El resultado proporcionaría una herramienta para dar seguimiento a una terapia o reeducar un músculo para controlar una prótesis. Actualmente se encuentran bien establecidos los circuitos necesarios para el registro de la actividad y los parámetros clínicos que se usan para evaluar la señal. Sin embargo la Bioretroalimentación no se ha establecido como una forma de apoyo a la terapia física. En este trabajo se plantea la construcción de un sistema portátil de Bioretroalimentación y evaluar la factibilidad del uso de este sistema en la terapia.

Palabras clave—Señal EMG. Bioretroalimentación.

I. INTRODUCCIÓN

Este trabajo se enfoca en el registro y procesamiento de la señal eléctrica muscular (EMG) para evaluar la fuerza que genera un músculo. El registro de la señal EMG se realiza utilizando tres electrodos, dos sobre la superficie del músculo bajo estudio y uno en una región cercana y de baja actividad eléctrica, en este trabajo se evaluó la actividad del músculo Bíceps y la zona en que se ubico la tierra fue el codo.

Un músculo está formado por conjuntos de unidades motoras, las que son fibras musculares activadas por un solo axón. Al realizar una contracción se activan las unidades y se produce un tren de impulsos eléctricos por cada una de ellas. Por lo tanto la señal EMG es la suma de los trenes, en una contracción de bajo nivel de esfuerzo es posible observar los trenes de espigas.

Existen dos mecanismos para aumentar la fuerza muscular.

Uno se conoce como variación de tasa de disparo, en donde las unidades motoras se activa un número mayor de veces por

segundo, produciendo un tren con una cantidad mayor de espigas por segundo.

El otro mecanismo se conoce como reclutamiento y consiste en incrementar el número de unidad motoras activas por lo que la fuerza de contracción aumenta [1,2,6].

En la clínica los parámetros que se evalúa en la señal EMG, son la amplitud, el número de fases de las espigas y el llenado de la pantalla [3,5], es decir cuántas espigas se muestran por segundo, y en ocasiones el área de las espigas, una señal EMG se muestra en la figura 1.

Todos estos parámetros los evalúa un médico a través de una inspección visual de la señal, observa en una escala en volts la amplitud de las espigas y si es un patrón denso (llenado) es decir si aparecen muchas espigas en el registro. El número de fases tiene que ver con los cambios de la pendiente en las espigas, sin que la señal cambie de polaridad.

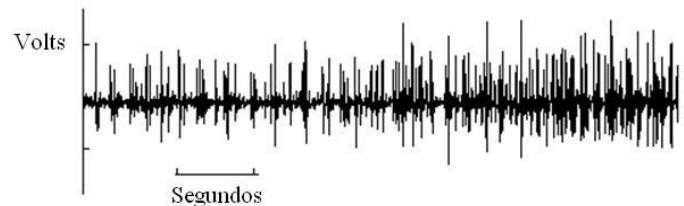


Fig. 1 Muestra una señal EMG, observe como en la parte inicial se pueden apreciar menos espigas que en la parte final, lo que indica un incremento en la fuerza.

Se puede concluir que los médicos evalúan a la señal EMG solamente en el dominio del tiempo, lo que proporciona una posibilidad de construir un sistema electrónico analógico que sea de bajo costo y que pueda ser transportado por el paciente a su casa, para que pueda monitorear el esfuerzo que realiza en el periodo entre las visitas al centro de rehabilitación.

El registro de la señal se lleva a cabo con un amplificador de instrumentación AD620 y un banco de filtros, posteriormente se construyeron los circuitos necesarios para evaluar los parámetros con los que se dará un estimado de la fuerza ejercida por un músculo.

La ganancia del amplificador de instrumentación debe ser variable ya que la señal captada depende del estado de los electrodos de registro, el desarrollo muscular del sujeto y de la conductividad de la piel.

Manuscrito enviado el 30 de Agosto del 2013. Este trabajo fue respaldado por el Instituto Tecnológico de Cajeme, y financiado por el fondo de apoyo a los cuerpos académicos PROMEP.

Alberto Ramírez se ha desempeñado como profesor investigador, de Ingeniería Electrónica y en la Maestría en Mecatrónica del Instituto Tecnológico Superior de Cajeme. Carretera a Nogales Km 2; Ciudad Obregón, Sonora, México e-mail aramirez@itesca.edu.mx.

Los filtros son un pasa altas Butterworth de segundo orden con una frecuencia de corte de 10Hz, con esto se eliminan los ruidos de baja frecuencia ocasionados por el movimiento de los cables de conexión de los electrodos y además se eliminan los componentes de corriente directa, particularmente el potencial de media celda, que se presenta siempre al conectar un electrodo al cuerpo [2].

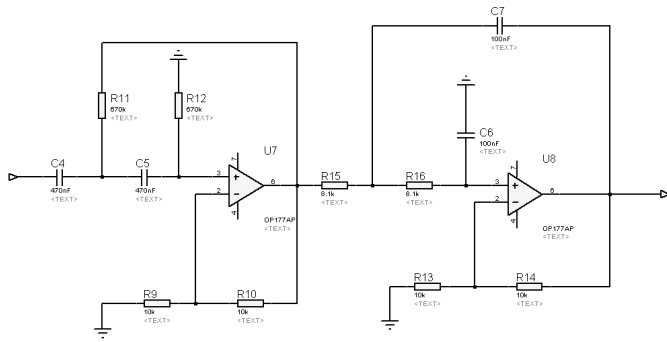


Fig. 2 Banco de filtros construido para el registro de la señal EMG, la entrada es la señal proveniente del amplificador de instrumentación AD620.

El filtro pasa bajas es del mismo tipo con una frecuencia de corte de 200Hz, si la señal observada presenta componentes de 60Hz [10] se puede conectar un filtro de rechazo de banda entonado a esta frecuencia, que es mostrado en la figura 3.

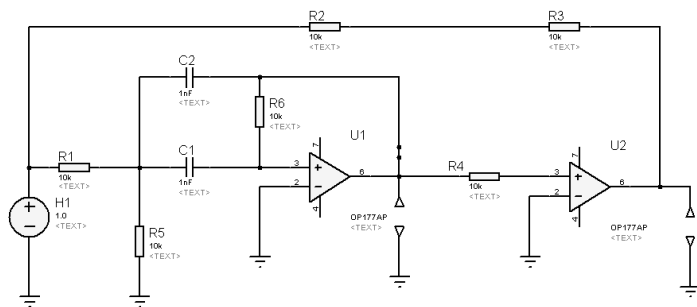


Fig. 3 Filtro rechaza banda de 60Hz.

De los parámetros que se observan en la práctica clínica, se determinará cuál tiene una relación directa con el esfuerzo que realiza un músculo y posteriormente se construirá un circuito que lleve a cabo la extracción de este parámetro. El despliegado de la señal se lleva a cabo con un conjunto de comparadores que activan una barra de LED's, una medida numérica no sería de utilidad para el paciente, ya que esta puede variar a pesar de que el músculo ejerza el mismo esfuerzo.

El sistema deberá de registrar la señal EMG y autocalibrarse para que en la barra de LED's cada elemento indique un porcentaje de la contracción máxima que puede realizar un sujeto.

Se considera que este sistema funcionará para pacientes en terapia física, por lo que las señales registradas tendrán bajas

amplitudes ya que los sujetos no pueden efectuar contracciones de un elevado nivel de fuerza.

El sistema fue probado en el área de rehabilitación de la UMAE del IMSS en Cd. Obregón Sonora.

II. PROCEDIMIENTO

El trabajo descrito se realizó en tres etapas,

- 1) Construcción del sistema de registro de las señales.
- 2) Elaboración de programas en lenguaje C para determinar cual parámetro se relaciona mejor con la fuerza ejercida por el músculo.
- 3) Construcción analógica de los circuitos para estimar la fuerza ejercida por el músculo.

A) Registro de la señal

Se colocaron dos electrodos sobre el bíceps y uno más en la articulación del codo, este último se conecta a la tierra del sistema de registro, los dos electrodos fueron conectados a las entradas de un amplificador de instrumentación AD620 [9].

Se pidió a diez personas que realizaran una contracción moderada para grabar 10 segundos de la señal EMG, se utilizó una tarjeta de adquisición NI 6009, con 1 kHz de frecuencia de muestreo y un tamaño de palabra de 12 bits.

Los registros se llevaron a cabo incrementando la carga sobre el bíceps, manteniendo el antebrazo a 90 grados con respecto al brazo, y detectando el músculo tocándolo para detectar la zona más prominente y ubicar ahí los electrodos de registro.

La persona encargada de los registros observaba la señal e iniciaba la grabación una vez que se consideraba que el patrón de interferencia se mantenía estable.

Se pidió al sujeto que realizara un esfuerzo hasta que se sintiera cómodo una vez que se manifestaban temblores en la articulación o que el sujeto no podía mantener un esfuerzo de diez segundo se detenía el experimento.

Otro experimento realizado para incrementar la fuerza en el bíceps consistió en pedirle a la persona que sujetara una varilla y luego girara la mano, mientras el encargado del registro de la señal observa los trenes de espigas que aparecen en la pantalla a medida que se incrementa la fuerza con la que el sujeto gira la varilla.

De este modo fue posible observar en el registro el reclutamiento de las unidades motoras con electrodos de superficie.

Una vez que se registro la señal EMG se analizaron los datos leyendo los archivos que fueron guardados en modo texto, se

contó el número de cruces por cero de la señal, se obtuvo el área bajo la curva y se contó el número de fases[5].

Los registros tenían una duración de un minuto y para el análisis se utilizó una ventana móvil cuadrada de un segundo de duración, por cada uno de los segmentos se obtuvieron los parámetros mencionados y se construyó una tabla para evaluar la relación que tenían con la fuerza ejercida.

Después de realizadas las comparaciones entre los parámetros se observó que el área bajo la curva está en relación directa con el esfuerzo realizado los resultados se muestran en el apartado correspondiente. Sin embargo se menciona para describir los circuitos que se construyeron para llevar a cabo el procesamiento.

B) Desarrollo del circuito de registro

Los circuitos construidos realizaron las siguientes funciones:

- 1) Obtener el valor absoluto de la señal.
Para llevar a cabo esta función se construyó un rectificador de precisión onda completa que se muestra en la figura 4.
- 2) Eliminar la componente de baja frecuencia de la señal.
- 3) Restar la señal original de la que no tiene componentes de baja frecuencia.
- 4) Obtener el valor absoluto de la resta y detectar su envolvente, en la figura 5 se muestra el diagrama del detector de envolvente utilizado.

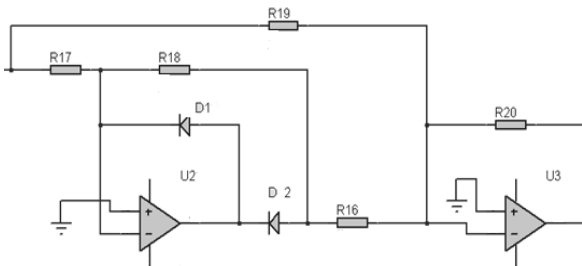


Fig. 4 Circuito utilizado como rectificador de precisión para onda completa.

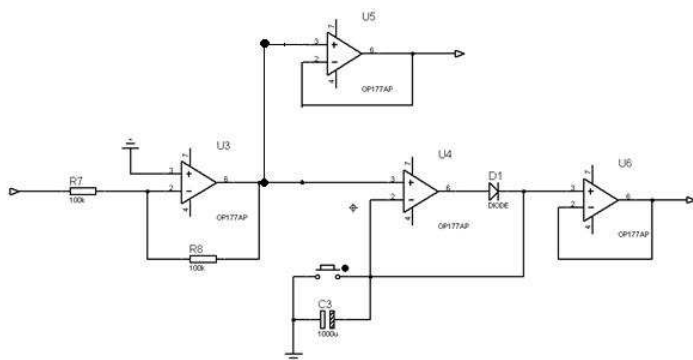


Fig. 5 Circuito utilizado como detector de envolvente que retiene el valor de la señal EMG durante una contracción máxima, el push button descarga al capacitor, permitiéndole almacenar un nuevo valor.

Fue solicitado al paciente realizar una contracción máxima de acuerdo a sus posibilidades. La señal EMG registrada de esta contracción fue procesada y su valor registrado en un detector de envolvente, para utilizar un porcentaje de este valor a las entradas de cuatro comparadores que activan una barra del LED's, con esto el usuario puede observar el porcentaje con referencia a máxima contracción realizada.

III. RESULTADOS

En la Tabla I se muestran los promedios de cada ventana de tiempo analizada cada una consistió de un segundo de señal o mil muestras, se puede observar que el área bajo la curva de la señal aumenta en proporción directa al peso que carga el bíceps, mientras que el número de vueltas y el número de cruces por cero presentan un comportamiento no relacionado con el incremento de la fuerza, por tal motivo, se construyeron los circuitos necesarios para evaluar el área bajo curva o promedio de la señal.

El área bajo la curva se obtuvo realizando un programa en matlab, con una ventana móvil que abarca mil datos, se obtuvo el valor absoluto de las muestras y posteriormente se realizó el promedio de cada una de las ventanas.

Con esto se pretendía medir la estacionariedad de la señal, [7,8], notando que los parámetros mantenían un valor cercano entre cada ventana, lo que indica una señal estable, sin embargo solo el promedio mantenía una relación directa con el esfuerzo realizado por el músculo.

Las fotografías de las figuras 6 y 7 muestran el sistema construido consta de dos placas una para el registro formada por un AD620 y cuatro amplificadores operacionales TL084 la placa que está en el interior del chasis contiene cuatro comparadores y la barra de LED's.

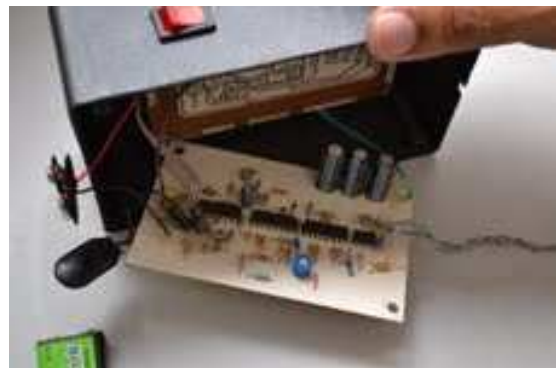


Fig. 6 Muestra de construcción del bioretroalimentador armado.

TABLA I.
MUESTRA EL VALOR NUMÉRICO DE LOS PARÁMETROS MEDIDOS EN LA COMPUTADORA PARA UN SUJETO

Sujeto A

200 gramos	Promedio	No. Vueltas	Cruces por cero
0-1000	276.4203	77	101
500-1500	264.7634	71	108
1000-2000	259.1024	67	111
1500-2500	224.5137	64	103
2000-3000	240.0595	60	107
2500-3500	229.2126	60	104
3000-4000	199.5996	69	97
3500-4500	225.2899	70	101
4000-5000	294.9051	71	99
Promedio total	244.3607612	67.46163617	103.3567804

400 gramos	Promedio	No. Vueltas	Cruces por cero
0-1000	270.6501	51	86
500-1500	258.5048	54	88
1000-2000	317.8787	57	87
1500-2500	325.4559	61	73
2000-3000	325.4062	59	71
2500-3500	281.5716	61	84
3000-4000	248.5296	61	96
3500-4500	288.088	57	94
4000-5000	328.4654	57	88
Promedio total	292.343275	57.46204968	84.83645534

600 gramos	Promedio	No. Vueltas	Cruces por cero
0-1000	534.6768	59	75.5
500-1500	491.0535	59	87
1000-2000	486.0901	61	97
1500-2500	457.1306	57	95
2000-3000	500.7344	55	82.5
2500-3500	552.9511	53	66
3000-4000	535.1993	49	67
3500-4500	487.1537	54	78
4000-5000	517.0388	60	83
Promedio total	506.0804507	56.20951243	80.5627167



Fig. 7 Muestra la colocación de los electrodos y la barra de LED's donde se da una indicación del esfuerzo realizado.

TABLA II.
MUESTRA EL VALOR NUMÉRICO DE LOS PARÁMETROS MEDIDOS EN LA COMPUTADORA PARA EL SUJETO DE PRUEBAS B

Sujeto B

200 gramos	Promedio	No. Vueltas	Cruces por cero
0-1000	334.7025	62	87
500-1500	359.8567	60	81
1000-2000	332.6356	56	67
1500-2500	274.821	49	71
2000-3000	278.7831	56	81
2500-3500	305.8012	58	81.5
3000-4000	311.7212	56	84
3500-4500	299.4327	58	88
4000-5000	263.9939	57	89
Promedio total	305.4274251	56.78400154	80.72622952

400 gramos	Promedio	No. Vueltas	Cruces por cero
0-1000	475.1513	55	84
500-1500	518.0843	57	91
1000-2000	697.1624	63	91
1500-2500	677.0348	61	92
2000-3000	507.795	62	94.5
2500-3500	593.3533	64	86.5
3000-4000	551.9743	63	82
3500-4500	501.8195	64	88.5
4000-5000	473.4067	60	87
Promedio total	549.8052405	60.92486792	88.41818112

600 gramos	Promedio	No. Vueltas	Cruces por cero
0-1000	859.4	58	81
500-1500	936.2	58	85
1000-2000	1009.3	64	82
1500-2500	814.5	67	93
2000-3000	851	63	90
2500-3500	958.9	57	75
3000-4000	861.6	63	81
3500-4500	840	67	95
4000-5000	812.6	68	96
Promedio total	880.2918256	62.64937098	86.16513986

IV. CONCLUSIONES

Un bioretroalimentador es útil porque puede ser usado por un paciente incluso fuera de un ambiente clínico, sin embargo se complica la construcción de un sistema de retroalimentación utilizando la señal EMG ya que depende de diversos factores como: la correcta colocación de los electrodos, las características conductoras de la piel, la calidad del gel que se use en los electrodos y del tiempo que han sido utilizados estos últimos.

Cuando la señal EMG no se observa correctamente en el monitor entonces el clínico o el sujeto que realiza el registro

reubica los electrodos o aumenta la amplificación del aparato, esto solo puede ser realizado por un especialista.

La señal EMG no muestra algún parámetro que se mantenga constante entre los sujetos a los que se registre la señal, a pesar de que estos realicen el mismo esfuerzo.

Por lo que la bioretroalimentación de la señal EMG está limitada para aplicaciones donde los pacientes aún generan señales que puedan ser leídas y músculos de fácil acceso como son los superficiales, dificultando su uso en pacientes con distrofias musculares donde la señal es pequeña y los pacientes solo activan un bajo porcentaje de su músculo.

El sistema es útil en músculos de fácil localización y para sujetos que no han perdido masa muscular, bajo estas condiciones el área bajo la curva o promedio de la señal es útil para relacionar la señal EMG con la fuerza realizada por el sujeto.

Se debe remarcar que este sistema trabaja a bajos niveles de contracción, cuando el esfuerzo es grande, el promedio de cada una de las ventanas no sigue a la fuerza que se ejerce, si se llega a condiciones de fatiga o límite de fuerza no será posible aplicar este sistema ya que la fuerza y la señal no se mantienen constantes en el tiempo.

El procesamiento analógico mantiene bajo el costo del medidor, su construcción fue realizada con amplificadores operacionales de propósito general y un amplificador de instrumentación AD620. La adquisición en la computadora se utilizó para establecer el parámetro que se estimaría mediante circuitos analógicos. Otros parámetros como el cruce por cero, no muestra la relación directa con la fuerza, es susceptible al ruido en bajos niveles de contracción sin embargo con esta medida se podría apreciar la variación de tasa de disparo.

Este sistema de registro de señal EMG puede apoyar a un paciente para apreciar si aumenta o no su fuerza y para medir el tiempo en que mantiene una contracción con el mismo esfuerzo lo que apoya a los pacientes en terapia, a los que se les solicita realizar una contracción por determinado periodo y luego reposar.

Una posible aplicación es en la medicina del trabajo donde se podría apreciar una disminución o variación de la fuerza de un músculo que podría ser aprovechado para determinar cuando un trabajador llega a la fatiga muscular.

Finalmente este sistema es un recordatorio de la sencillez electrónica con la que se pueden registrar los biopotenciales, lo que plantea la posibilidad de construir equipos de electromiografía con un diseño realizado en el país.

REFERENCIAS

- [1] M. Aminoff, *Electromyography in clinical practice*. USA: Churchill Livingstone, 3^{ed}, 1998, pp 630.
- [2] B. Christie, *Introduction to biomedical Instrumentation*, U.K: Cambridge Univ Press, 2009, pp223.
- [3] A. Bahara, K Cikurel, *CrashCourse Neurology* U.K.: 1999, Mosby, pp248
- [4] P. Kaplanis "Surface EMG Analysis based on isometric voluntary contraction", *J of Kinesiology & Electromyography*, Vol. 19 , p157-171, 2009.
- [5] K. McGill, "EMGLAB: An interactive EMG decomposition program", *Journal of Neuroscience Methods*, Vol. 149, No 2, 121-133, 2005.
- [6] R. Gut, "High-precision EMG signal decomposition using communication techniques", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Volume 48 , No 9, 2487-2494, 2000.
- [7] D. Farina, "Motor unit recruitment strategies investigated by surface EMG variables", *Jour. App. Physiol*, Vol. 92, 235-247, 2002
- [8] D. Stashuk "EMG signal decomposition: how can it be accomplished and used?", *J of Kinesiology & Electromyography*, Vol. 3 , p151-173, 2001.
- [9] Especificaciones del AD620 http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD620.pdf
- [10] G. Rutkowski, *Operational amplifiers: Integrated and Hybrid Circuits*, USA: Jhon Wiley & Sons, 1993. pp 350.

Alberto Ramírez nació en Nuevo Laredo Tamaulipas en Febrero de 1972, se graduó como Ingeniero en Electrónica en la Universidad Autónoma Metropolitana, posteriormente obtuvo el grado de Maestro y Doctor en la sección de Bioelectrónica del CINVESTAV DF en 1997 y 2005 respectivamente.

El autor ha sido profesor de Biónica en el IPN, e Investigador en la Escuela Nacional de Música de la UNAM, actualmente es Profesor Investigador de la Maestría en Mecatrónica del Instituto Tecnológico Superior de Cajeme, en Ciudad Obregón, Sonora, sus trabajos principales están relacionados con la Ingeniería Biomédica, las tecnologías de asistencia y el procesamiento de señales.

El Dr. Ramírez, fue fundador del laboratorio de Psicoacústica de la UNAM, y de la carrera de Terapia Física de la Universidad Politécnica de Pachuca, ha participado en el IMSS en diferentes investigaciones y ha publicado artículos relacionados con la percepción auditiva, así como dictado conferencias de tecnologías de asistencia.

Iván Luna nació en Los Mochis, Sinaloa en Junio de 1973. Es Ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Los Mochis, obtuvo el grado de Maestro en Ciencias de la Mecatrónica en el Instituto Tecnológico Superior de Cajeme en 2005.

Es profesor Investigador de la Maestría en Mecatrónica del Instituto Tecnológico Superior de Cajeme.

Ha sido miembro de la sociedad Mexicana de Ingeniería Mecatrónica y coordinador de Gestión Tecnológica de ITESCA.

Antonio González Murillo nació en Ciudad Obregón, Sonora en 1991, actualmente es estudiante de Ingeniería Mecatrónica en el Instituto Tecnológico Superior de Cajeme, participa en la selección de Ciencias Básicas de dicho instituto.

Adrian Vega Urias nació en Ciudad Obregón, Sonora en 1991, actualmente es estudiante de Ingeniería Mecatrónica en el Instituto Tecnológico Superior de Cajeme.

Modesto Acosta Amparán nació en Ciudad Obregón, Sonora en 1992, actualmente es estudiante de Ingeniería Mecatrónica en el Instituto Tecnológico Superior de Cajeme.

Discriminación de Vinos Espumosos Utilizando una Lengua Electrónica Voltamperométrica y Análisis Multivía

Santana A. y Gutiérrez J. M.

Resumen— El presente trabajo reporta el uso de diferentes técnicas de procesamiento para la interpretación de los datos de una Lengua Electrónica (LE) basada en un arreglo de 5 sensores voltamperométricos construidos con distintos componentes electroactivos, empleada para identificar cuatro tipos diferentes de vino cava provenientes de la región de Cataluña, España. Los diferentes cavas se analizaron usando una técnica de voltamperometría cíclica que no emplea ningún tipo de tratamiento previo de las muestras. El objetivo de este trabajo es realizar una comparativa entre el clásico análisis multivariable y el tratamiento de datos con técnicas multivía. Para ello, los datos obtenidos del arreglo de sensores fueron analizados en dos etapas: en la primera etapa se empleó la Transformada Wavelet Discreta (DWT) para compactar y extraer características significativas de cada uno de los sensores, mientras que en la segunda se utilizó un Análisis de Factores Paralelos (PARAFAC) donde se conservó la estructura de las medidas electroquímicas en un arreglo de datos tridimensional a fin de preservar las relaciones entre las variables involucradas del sistema. A partir de la información obtenida de ambos análisis se construyeron dos clasificadores basados en Redes Neuronales Artificiales (ANNs) destinados a identificar los diferentes tipos de cava analizados. Derivado del análisis PARAFAC realizado, un tercer clasificador fue programado con la información de aquellos sensores que revelaron una contribución significativa en la identificación de las muestras de vino. La robustez de los modelos construidos se comprobó mediante una técnica de validación cruzada (*k*-fold). El porcentaje de clasificación promedio en la fase de prueba de los modelos fue de 85.62% para el clasificador DWT+ANN, 87.50% para el modelo PARAFAC+ANN (empleando la matriz completa de sensores) y de 87.08% para el modelo PARAFAC+ANN que emplea un número de sensores reducido.

Palabras clave— Análisis Multivía, Cava, Lenguas Electrónicas, PARAFAC.

Manuscrito recibido el 15 de septiembre de 2013. Este trabajo fue financiado gracias al apoyo del Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del IPN (CINVESTAV) y del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) a través del proyecto Jóvenes Investigadores 154243.

Santana A. está graduada como Ingeniero en Robótica Industrial y actualmente es estudiante de maestría de tiempo completo en la Sección de Bioelectrónica del Departamento de Ingeniería Eléctrica del CINVESTAV-IPN; Av. Instituto Politécnico Nacional 2508 Col. San Pedro Zacatenco; Ciudad de México, D. F., México. C.P. 07360; Tel: (55) 57473800, ext. 6210. (e-mail asantana@cinvestav.mx).

Gutiérrez J. M. es Profesor Investigador de tiempo completo en la Sección de Bioelectrónica del Departamento de Ingeniería Eléctrica del CINVESTAV-IPN; Av. Instituto Politécnico Nacional 2508 Col. San Pedro Zacatenco; Ciudad de México, D. F., México. C.P. 07360; Tel: (55) 57473800, ext. 6504. (e-mail mgutierrez@cinvestav.mx).

I. INTRODUCCIÓN

El cava es un vino espumoso producido en la región norte de España (Cataluña) que posee denominación de origen (DO) [1]. Este tipo de vinos son elaborados mediante el método tradicional, el cual es el mismo método utilizado en la elaboración de champagne (método Champenoise) [1]. Después de una primera fermentación y embotellado, se produce una segunda fermentación alcohólica en la botella. Esta segunda fermentación es inducida añadiendo gramos de levadura y varios gramos de azúcar. La cantidad de azúcar añadido permite establecer diferentes variedades, conocidas como: brut nature < 3 gr/l, extra brut 0-6 gr/l, brut < 15 gr/l, extra seco 12-20 gr/l, seco 17-35 gr/l, semi-seco 33-50 gr/l y dulce > 50 gr/l [1, 2].

Con la finalidad de identificar los principales tipos de cava mediante un método analítico, el presente trabajo utiliza una Lengua Electrónica (LE) capaz de revelar características químicas relacionadas con el contenido de azúcar en los mismos. Una LE es un dispositivo analítico constituido por un arreglo de sensores químicos de respuesta no específica y entrecruzada, combinada con una herramienta matemática de reconocimiento y/o cuantificación [3]. El uso de las LEs ha sido ampliamente reportado para el análisis de líquidos y su incursión en la industria alimentaria ha permitido la caracterización de muestras tales como: café, zumos de fruta, té, leche, entre otros. A pesar de ello, sólo existen algunos trabajos directamente relacionados con su aplicación en el mundo del vino [4-12]. La contribución principal de estas obras radica en la correcta determinación del tipo sensores, así como de las técnicas electroquímicas de análisis. Al respecto, resulta común el desarrollo de LEs con sensores voltamperométricos debido a que suelen ofrecer información enriquecida de las muestras, convirtiéndolas en una alternativa idónea para el análisis del vino.

Un inconveniente asociado a las señales generadas por un arreglo de sensores voltamperométricos es la existencia de regiones solapadas (típicamente de respuesta no estacionaria), junto con una gran cantidad de puntos por registro. Para solventar este problema, durante los últimos años el empleo de la Transformada Wavelet Discreta (DWT) ha sido muy popular como herramienta quimiométrica en el tratamiento de estas señales [13-15]. El procesamiento con DWT es particularmente interesante debido a su capacidad para comprimir y eliminar ruido de los datos [16]. Sin embargo, esta clase de procesamiento demanda que la estructura tridimensional de los datos provenientes de una LE multi-electrodo sea analizada sensor por

sensor, situación que exige desplegar la información matricial aún a pesar de provocar posibles discontinuidades entre los registros. Este hecho puede alterar y/o disminuir la capacidad de interpretación de la información por parte de cualquier modelo matemático.

Actualmente, existe una nueva vertiente de análisis que involucra conservar la estructura de los datos matriciales (relacionados con estos sistemas multi-electrodo), con el fin de mejorar la interpretación de la información al conservar la estructura original de la información. Estas nuevas técnicas de procesamiento conocidas como multivía han tenido ya algunas aportaciones en el modelado de datos de lenguas electrónicas potenciométricas [17,18]. En la construcción de modelos de calibración multivía, la regresión en N-modos por Mínimos Cuadrados (N-PLS) ha recibido mucha atención, al igual que el Análisis Paralelo de Factores (PARAFAC).

El propósito de este trabajo es comparar las posibles ventajas de un análisis multivía utilizando PARAFAC, con la metodología tradicional seguida en un análisis empleando DWT. Aunque ambas herramientas de procesamiento buscan la reducción de variables en la información de la LE, la DWT realizará una compactación de cada registro voltamperométrico por separado (sensor por sensor), mientras que PARAFAC efectuará una reducción en los diferentes modos del arreglo original de datos.

Debido a que las técnicas mencionadas no generan por sí mismas un modelo clasificador, la interpretación de los datos obtenidos en cada etapa de procesamiento se realizó con Redes Neuronales Artificiales (ANNs).

II. EXPERIMENTACIÓN

A. Lengua electrónica y vinos bajo estudio

La LE empleada consta de un arreglo voltamperométrico formado por 5 sensores fabricados en base a una mezcla de grafito-epoxy a la que se le añadieron diferentes modificadores, mismos que fueron seleccionados considerando un estudio previo [19]. Cuatro de los 5 sensores fueron modificados adicionando componentes tales como nanopartículas de cobre y platino, así como, la inclusión de polímeros en polvo como polianilina y polipirrol (Sigma-Aldrich, St. louis, EE.UU.). La preparación de los sensores se realiza empleando una combinación de grafito en polvo de 50mm de tamaño de partícula (BHD laboratory Supplies, UK) y resina Epotek H77 (Epoxy Technology, EE.UU.). La celda electroquímica de medida se formó usando el arreglo de los 5 sensores fabricados, un electrodo de referencia de doble unión de Ag/AgCl (Thermo Orion 900.200), más un electrodo auxiliar de platino comercial (Crison 52-67). Para el análisis de las muestras de cava se utilizó un volumen de 10ml de cada vino, sin realizar ningún tipo de pretratamiento.

Se analizaron un total de 18 cavas de diferentes marcas y regiones de elaboración. El conjunto de muestras se eligió de

acuerdo a los principales tipos de cava y a su respectiva DO (vea Tabla I). El conjunto final de muestras incluye 5 cavas Brut, 5 Brut Nature, 5 Semi-seco y 3 Rosados. Aunque la mayoría de las muestras provienen de la región de Cataluña, dos cavas del tipo Semi-seco fueron elaboradas en la región de Extremadura.

TABLA I.
MUESTRAS DE CAVA BAJO ESTUDIO

Variedad	DO	Productor
Brut nature	Penedés	Jaume Serra Castell del Llac De nuestra tierra Lavit-Segura Viudas Freixenet
Brut		Freixenet Mascaró Classic Castellblanch Rondel Blue Anna de Codorniu
Rosado		Anna de Codorniu Castell del Llac Castellblanch
Semi-seco	Extremadura	Anna de Codorniu Extra de Codorniu Dubois Via de la Pata Ex de Extremadura

Las medidas electroquímicas se realizaron utilizando un AUTOLAB PGSTAT20 (Ecochemie, Netherlands), empleando una técnica de voltamperometría cíclica a una temperatura ambiente de 25°C bajo condiciones de reposo. La frecuencia de muestreo se fijó en 0.1 Vs⁻¹ con un potencial de paso de 3.66 mV. El barrido de potencial se estableció de -1.0 a 1.3 V vs Ag/AgCl. Todas las medidas se llevaron a cabo transcurridos 5 min después de abrir las botellas de cava con el fin de evitar la formación de burbujas en la superficie de los electrodos.

Las señales generadas por las 18 muestras de vino se registraron en 3 barridos consecutivos para todos los sensores. Sin embargo, solo se utilizó el último de ellos en las etapas de procesamiento para garantizar respuestas estables de cada sensor.

B. Procesamiento de datos

Los datos voltamperométricos obtenidos fueron procesados usando la plataforma de programación MATLAB 2011b (MathWorks, Natick, MA) mediante algunas rutinas programadas por los autores y el *toolbox* de Redes Neuronales ver. 8.0.

Cada voltamperograma registrado cuenta con un total de 656 medidas de intensidad de corriente. La matriz de datos disponible posee una dimensión de 18x656x5 (muestras x intensidades de corriente x sensores). Previo a la etapa de procesamiento, se decidió realizar un estudio inicial empleando Análisis de Componentes Principales (PCA).

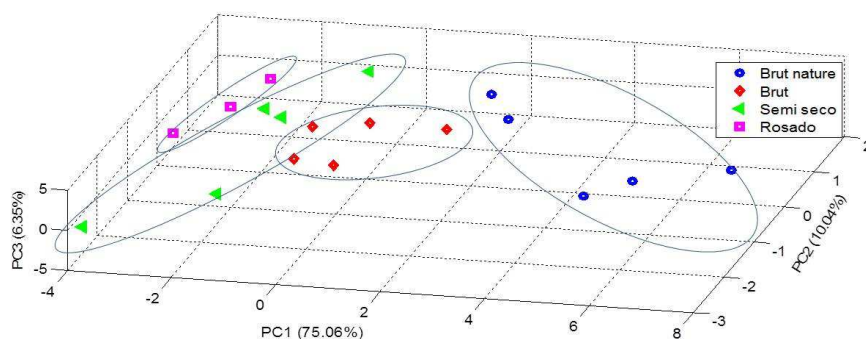


Fig. 1 Análisis de Componentes Principales realizado a las 18 muestras de cava, considerando los tres primeros componentes principales. Las diferentes regiones de agrupamiento están asociadas con de los diferentes cavas analizados.

PCA es una la técnica que sirve para encontrar las causas de la variabilidad de un conjunto de datos y ordenarlas por importancia, con lo que es posible revelar la estructura interna de los datos en base a la varianza de los mismos [20]. De esta manera, se construyó un modelo de reconocimiento preliminar, que permitiera mostrar que los voltamperogramas medidos contienen suficiente información analítica para identificar los diferentes vinos. En la Figura 1, se observa el gráfico de PCA de los tres primeros componentes principales que representan una varianza acumulada del 91.44%. Aunque la distinción de los diferentes tipos de cavas presenta regiones de agrupamiento características, existen solapamientos entre los cavas Brut y Semi-seco que indican posibles problemas en su identificación a partir de la información cruda.

Lamentablemente, el análisis PCA sólo proporciona una representación visual de las regiones de agrupamiento. Para la construcción de un clasificador real basado ANNs, es necesario disponer de conjuntos de entrenamiento y prueba. Del total de 18 muestras de cava analizadas, se dividieron dos conjuntos de datos aleatoriamente. Para la fase de entrenamiento se destinaron 11 muestras, mientras que para la fase de prueba se utilizaron las 7 muestras restantes.

III. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

A. Análisis DWT+ANN

Con la finalidad de reducir la cantidad de datos contenida en los voltamperogramas se utilizó la DWT como herramienta de compactación. Tomando en consideración un estudio previo [21], la wavelet madre empleada fue la Daubechies en un cuarto nivel de descomposición. De esta forma, cada voltamperograma es representado por solo 47 coeficientes de aproximación. La señal reconstruida a partir de estos coeficientes, conserva hasta un 98.73% de la información original.

Utilizando los coeficientes de aproximación wavelet de cada sensor como información de partida, se construyó un modelo de ANN. La arquitectura de este modelo tiene un total de 235 neuronas de entrada (correspondientes a 47 coeficientes de

aproximación de cada uno de los 5 sensores), 25 neuronas en la capa oculta y 4 neuronas binarias (0/1) en la capa de salida (una por cada tipo de cava). Todas las capas emplean la función de transferencia logaritmo sigmoideal (*logsig*). Para la fase de entrenamiento se eligió el método de *backpropagation*, estableciendo un error de entrenamiento de 0.025 y una tasa de aprendizaje de la misma magnitud.

En la Tabla II se muestran los resultados de clasificación conseguidos por la red en la fase de prueba. La matriz de confusión expresa que el porcentaje total de clasificación obtenido es del 87.5%. Como puede observarse, las cavas Brut nature, Brut y Rosado son correctamente clasificadas, mientras que el 50% de los cavas Semi-secos no fueron identificados correctamente. Curiosamente la muestra de cava no clasificada, corresponde a la muestra de vino producida en la región de Extremadura.

TABLA II.
MODELO DWT+ANN

Cava	Brut nature	Brut	Semi seco	Rosado	No clasificado
Brut nature	100	0	0	0	0
Brut	0	100	0	0	0
Semi-seco	0	0	50	0	50
Rosado	0	0	0	100	0
Porcentaje de clasificación por clase					87.5

B. Análisis PARAFAC+ANN

En el análisis PARAFAC se consideró el arreglo tridimensional formado por 18 muestras x 656 intensidades de corriente x 5 sensores. El objetivo de este procesamiento es descomponer los datos en factores paralelos que describan las características de las variables involucradas en el sistema, al tiempo que se realiza una compactación de la información.

Para establecer el número de componentes utilizadas por el modelo PARAFAC se emplearon dos métodos: *core consistency* y *split-half*. Mientras que el primer método ajusta las cargas de PARAFAC a un modelo Tucker3 y expresa la variación existente entre ellos [22], el segundo divide los datos por la mitad y realiza un modelo PARAFAC para cada sección, esperando obtener el mismo resultado en ambas particiones [23]. De esta forma, se estableció que un total de dos componentes PARAFAC son

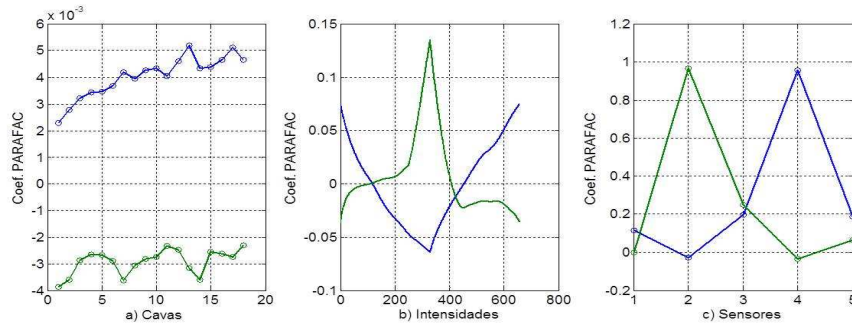


Fig. 2 Análisis de Factores Paralelos. La información analizada comprende un arreglo multivía de tres modos formado por 18 muestras x 656 intensidades de corriente x 5 sensores. Las componentes resultantes describen: a) el comportamiento de los vinos analizados (1-5 Brut nature; 6-10 Brut; 11-15 Semi-seco; 16-18 Rosado); b) capacidad oxido-reducción de componentes reactivos en cada cava; c) contribución de cada uno de los sensores que forman la LE: (1) grafito, (2) platino, (3) cobre, (4) polianilina y (5) polipirrol.

suficientes para el análisis de los datos, ya que un número mayor de componentes incrementa las iteraciones del algoritmo y lo vuelve inestable.

La Figura 2 muestra las componentes PARAFAC representativas de cada vía del arreglo tridimensional. Las componentes que representan el comportamiento de los cavas (vea figura 2a), expresan la variabilidad que existe entre ellos. Para este caso, los cavas Brut nature que comprenden los primeros 5 puntos de la gráfica tiene un comportamiento similar en ambas componentes a diferencia del resto de los cavas. Presumiblemente, este comportamiento podría favorecer la identificación de estos cavas respecto del resto.

Por su parte, las componentes representadas en la figura 2b, describen la variación en los voltamperogramas que definen la capacidad de oxidación/reducción de elementos reactivos en cada cava. Aquí, la magnitud de los componentes expresan el comportamiento general de las señales.

Por último las componentes representativas de los 5 sensores (figura 2c), permite identificar la relevancia de cada uno de ellos a partir de las magnitudes de cada componente. Se puede observar que los sensores 2 y 4 correspondientes a los sensores de polianilina y platino presentan mayor magnitud, por lo que los registros de estos sensores podrían tener una importancia mayor respecto del resto de sensores del arreglo.

Para confirmar que la información de estos componentes es importante, se decidió construir una red neuronal que alimentada con ellos permitiera la identificación de los tipos de cava. La arquitectura de la red programada tiene 2 neuronas en la capa de entrada (propias de las 2 componentes PARAFAC), 15 neuronas en la capa oculta y 4 neuronas binarias (0/1) en la capa de salida. La función de transferencia empleada en la capa de entrada y oculta fue la logaritmo sigmoideal (*logsig*), en tanto que la capa de salida se utilizó una función lineal (*purelin*). Por su parte, en el algoritmo de entrenamiento basado en *backpropagation* se definió un error de entrenamiento de 0.025 y una tasa de aprendizaje de 0.3.

El resultado en la fase de prueba obtenido tiene un comportamiento similar al modelo de DWT+ANN (vea la Tabla

III). En general la identificación de los diferentes cavas es realizada apropiadamente a excepción de una muestra de cava Brut que es confundida con una del tipo Semi-seco. Sin embargo, el nuevo modelo PARAFAC+ANN posee claras ventajas sobre el anterior, al disminuir notablemente su arquitectura e incrementar el porcentaje de clasificación sin la presencia de elementos no clasificados. Esto hecho confirma que el uso de PARAFAC permite encontrar ciertos *perfiles* al procesar la información sin reducción de modos (dimensiones) ni matrización, mismos que son omitidos cuando se efectúa un análisis de datos sensor por sensor.

TABLA III. MODELO PARAFAC+ANN 5 SENSORES

Cava	Brut nature	Brut	Semi seco	Rosado	No clasificado
Brut nature	100	0	0	0	0
Brut	0	66.66	33.33	0	0
Semi-seco	0	0	100	0	0
Rosado	0	0	0	100	0
Porcentaje de clasificación por clase					91.66

C. Análisis PARAFAC+ANN con reducción de sensores

Finalmente, considerando los resultados obtenidos, se decidió construir un segundo modelo PARAFAC excluyendo la información de los sensores de polianilina y platino. Esta omisión de la información, puso al descubierto que los voltamperogramas del sensor de cobre también contribuyen significativamente en la construcción de modelo clasificador, aunque en una menor proporción.

Con esta consideración, se construyó un último modelo PARAFAC incluyendo solo la información seleccionada de los sensores voltamperométricos de platino, cobre y polianilina. Siguiendo el mismo procedimiento que en los casos anteriores, se programó una red neuronal de arquitectura 2x12x4 que emplea las funciones de transferencia de logaritmo sigmoideal (*logsig*) para las capas de entrada y oculta, junto con una función lineal (*purelin*) en la salida. Es esta ocasión el algoritmo *backpropagation* empleado para el entrenamiento, utilizó un

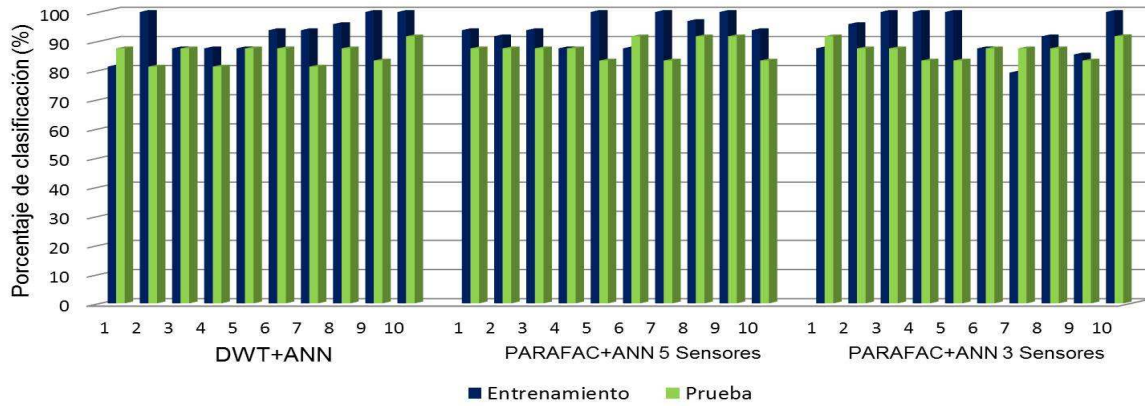


Fig. 3 Porcentajes de clasificación para los diferentes modelos construidos. En cada caso, se presentan los 10 modelos generados por el método de validación cruzada.

valor de 0.025 y 0.02 para el error de entrenamiento y la tasa de aprendizaje respectivamente.

Los resultados de clasificación obtenidos por el modelo en la fase de prueba son presentados en la Tabla IV. Como puede observarse, la clase de cava Brut presenta un problema de

Aún a pesar de las muestras no clasificadas por el modelo, el desempeño general es aceptable al alcanzar un porcentaje de clasificación idéntico al obtenido por el modelo construido con la información del arreglo de sensores voltamperométricos completo.

TABLA IV.
MODELO PARAFAC+ANN 3 SENSORES

Cava	Brut nature	Brut	Semi seco	Rosado	No clasificado
Brut nature	66.66	0	0	0	33.33
Brut	0	100	0	0	0
Semi-seco	0	0	100	0	0
Rosado	0	0	0	100	0
Porcentaje de clasificación por clase					91.66

D. Validación de modelos

Por último, para evaluar la capacidad de clasificación de los modelos construidos se realizaron 10 replicados más de entrenamiento / prueba empleando una validación cruzada 7-fold, eligiendo un conjunto de prueba de forma aleatoria a partir del conjunto de muestras totales. El resultado de dichas selecciones puede observarse en la figura 3. Los porcentajes de clasificación obtenidos de cada análisis son representados mediante barras.

En todos los casos es posible observar que el comportamiento de entrenamiento y prueba posee una tendencia estable, aún a pesar de la aleatoriedad de las muestras presente en los conjuntos. Los promedios de clasificación obtenidos correspondientes al entrenamiento y prueba de los modelos son: DWT+ANN de 92.70% y 85.62%, PARAFAC+ANN (5 sensores) de 94.48% y 87.50% y para PARAFAC+ANN (3 sensores) de 92.70% y 87.08%.

clasificación al no ser identificada correctamente en su totalidad. Esta situación está relacionada evidentemente con la disminución sensores considerada en el modelo PARAFAC, evidenciando que para el caso específico de estos cavas, la contribución de los sensores de grafito y polipirrol es importante para su identificación.

IV. CONCLUSIONES

A partir de los resultados obtenidos es posible confirmar que los modelos PARAFAC son capaces de realizar análisis más detallados de un arreglo de datos de tercer orden como el procesado en este trabajo.

La descomposición PARAFAC empleada para procesar la información de LES, permite de forma general obtener componentes que retienen información relevante de los registros voltamperométricos y los sensores, al tiempo que permiten reducir la dimensionalidad de los datos.

Para el caso específico de los datos voltamperométricos modelados, la combinación PARAFAC+ANN presenta mejoras de interpretación respecto del modelo basado en DWT+ANN. Dichas ventajas, están relacionadas tanto con el incremento de los porcentajes de clasificación promedio, como con la reducción de la topología general de las redes (al emplear un número menor de neuronas).

RECONOCIMIENTOS

Este trabajo fue financiado gracias al apoyo del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) a través del proyecto Jóvenes Investigadores 154243 y la beca de maestría otorgada a Santana A.

REFERENCIAS

[1] S. Buxaderas, and E. Lopez-Tamames, "Production of sparkling wines", in *Encyclopedia of Food Sciences and Nutrition* (Eds: B Caballero, LTrugo, PM Finglas), Elsevier Science, st Louis 2003, pp. 6203-6209.

- [2] J. J. de Castro, "La elaboración de los vinos espumosos naturales CAVA", *Archivo de la Escuela Superior de Agricultura de Barcelona*, vol. 4, No. 6, 1984, pp. 81-99.
- [3] Y. Vlasov, A. Legin and A. Rudnitskaya, "Cross-sensitivity evaluation of chemical sensors for electronic tongue: determination of heavy metal ions", *Sensors and Actuators*, vol. 44, 1997, pp. 532-537.
- [4] J. M. Gutiérrez, L. Moreno-Barn, M. I. Pividori, S. Alegret and M. Del Valle, "A voltammetric electronic tongue made of modify epoxy-graphite electrodes for the qualitative analysis of wines", *Microchim Acta*, vol. 169, 2010, pp. 261-268.
- [5] A. Legin, A. Rudnitskaya, Y. Vlasov, C. D. Natale, E. Mazzone and A. D'Amico, "Application of electronic tongue for quantitative analysis of mineral water and wine", *ELECTROANALYSIS*, vol. 11, 1999, pp. 814.
- [6] A. Legin, A. Rudnitskaya, L. Lvova, Y. Vlasov, C. Di Natale and A. D'Amico, "Evaluation of Italian wine by the electronic tongue: recognition, quantitative analysis and correlation with human sensory perception", *Analytica Chimica Acta*, vol. 484, 2003, pp. 33-44.
- [7] S. Buratti, S. Benedetti, M. Scampicchio and E. C. Pangerod, "Characterization and classification of Italian Barbera wines by using an electronic nose and an amperometric electronic tongue", *Analytica Chimica Acta*, vol. 525, 2004, pp. 133-139.
- [8] V. Parra, A. Arrieta, J.-A. Fernández-Escudero, M. L. Rodríguez-Méndez and J. A. De Saja, "Electronic tongue based on chemically modified electrodes and voltammetry for the detection and adulteration in wines", *Sensors Actuators B* vol. 118, 2006, pp. 448-453.
- [9] V. Parra, T. Hernando, M. L. Rodríguez-Méndez and J. A. de Saja, "Electrochemical sensor array made from bisphthalocyanine modified carbon paste electrodes for discrimination of red wines", *Electrochimica Acta*, vol. 49, 2004, pp. 5177-5185.
- [10] C. Apetrei, I. M. Apretei, I. Nevares, M. Del Alamo, V. Parra, M. L. Rodríguez-Méndez and J. A. De Saja, "Using an e-tongue based on voltammetric electrodes to discriminate among red wines aged in oak barrels or aged using alternative methods. Correlation between electrochemical signals and analytical parameters", *Electrochimica Acta*, vol. 52, 2007, pp. 2588-2594.
- [11] L. Pigani, G. Foca, K. Ionescu, V. Martina, A. Ulrici, F. Terazi, M. Vignali, C. Zanardi and R. Seeber, "Amperometric sensors based on poly (3,4-ethylenedioxythiophene)-modified electrodes: Discrimination of white wines", *Analytica Chimica Acta*, vol. 614, 2008, pp. 213-222.
- [12] J. Wu, J. Liu, M. Fu, G. Li and Z. Lou, "Classification of Chinese yellow wines by chemometric analysis of cyclic voltammogram of copper electrodes", *Sensors*, vol. 5, 2005, pp. 529-536.
- [13] A. Gutiérrez, F. Céspedes, R. Cartas, S. Alegret, M. Del Valle, J. M. Gutiérrez and R. Muñoz, "Multivariate calibration model from overlapping voltammetric signals employing wavelet neural networks", *Chemometrics and Intelligent Laboratory System*, vol. 83, 2006, pp. 169-179.
- [14] J. M. Gutiérrez, A. Gutiérrez, F. Céspedes, M. Del Valle and R. Muñoz, "Wavelet neural networks to resolve the overlapping signal in the voltammetric determination of phenolic compounds", *Talanta*, vol. 76, 2008, pp. 373.
- [15] L. Moreno-Barón, R. Cartas, A. Merkoci, S. Alegret, M. del Valle, L. Leija, P. R. Hernandez and R. Muñoz, "Application of the wavelet transform coupled with artificial neural networks for quantification purposes in a voltammetric electronic tongue", *Sensors and Actuators*, vol. 113 2006, pp. 487-499.
- [16] J.M. Gutiérrez, L. Moreno-Barón, M. Del Valle, L. Leija and R. Muñoz. "Wavelet Neural Network as a Multivariate Calibration Method in Voltammetric Electronic Tongues. Neural Network World, vol. 1, 2009, pp. 53-63.
- [17] R. Cartas, A. Mimendia, A. Legin and M. Del Valle, "Multiway processing of data generated with a potentiometric electronic tongue in a SIA system", *ELECTROANALYSIS*, vol. 23, No. 4, 2011, pp. 953-961.
- [18] N. D. Sidropoulos, R. Bro y G. B. Giannakis, "Parallel Factor Analysis in Sensor Array", *IEE Transactions on Signal Processing*, vol. 48, No. 8, 2000, pp. 2377-2388.
- [19] J. M. Gutiérrez, L. Moreno-Barn, M. I. Pividori, S. Alegret and M. Del Valle, "A voltammetric electronic tongue made of modify epoxy-graphite electrodes for the qualitative analysis of wines", *Microchim Acta*, vol. 169, 2010, pp. 261-268.
- [20] S. M. Scott, D. James and Z. Ali, "Data analysis for electronic nose systems", *Microchim Acta*, vol. 156, 2006, 183-207.
- [21] X. Cetó, J. M. Gutiérrez, L. Moreno-Barón, S. Alegret and M. Del Valle, "Voltammetric electronic tongue in the analysis of cava wines", *ELECTROANALYSIS*, vol. 23, No. 1, 2011, pp. 72-78.
- [22] R. Bro, A. Henk and L. Kiers, "A new efficient method for determining the number of components in PARAFAC models", *Journal. Chemometrics*, vol. 17, 2003, pp. 274-286.
- [23] C. M. Andersen y R. Bro, "Practical aspects of PARAFAC modeling of fluorescence excitation emission data", *Journal of Chemometrics*, vol. 17, 2003, pp. 200-215.

Santana A. Titulada en Ingeniería en Robótica Industrial de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica del Instituto Politécnico Nacional, México DF, en el 2011. Actualmente estudia la maestría en la Sección de Bioelectrónica del Departamento de Ingeniería Eléctrica en el CINVESTAV-IPN. Su tema de investigación involucra el desarrollo de métodos de procesamiento multivaria y su aplicación en las lenguas electrónicas.

Gutiérrez J. M. Obtuvo el grado de doctor en Ingeniería Eléctrica en el CINVESTAV-IPN, México DF en el 2008 y posteriormente realizó estudios postdoctorales en el tema de las lenguas electrónicas en el Grupo de Sensores y Biosensores de la Universidad Autónoma de Barcelona, España. En la actualidad es Profesor Investigador de la Sección de Bioelectrónica del Departamento de Ingeniería Eléctrica en el CINVESTAV-IPN de la Ciudad de México. Sus intereses de investigación se centran en el desarrollo de Sistemas Bio-inspirados que emplean instrumentación portátil y herramientas avanzadas de procesamiento de datos.

Sensor de Humedad de Suelo Basado en Capacitancia de Anillos Paralelos

Álvarez I. Dagoberto, Sánchez V. José F., Ruiz I. Joel y Padilla Y. Juan J.

Resumen—A nivel internacional se están investigando formas de minimizar el desperdicio de agua generado en los métodos convencionales de riego. Para ello es muy importante conocer la humedad del suelo y saber con certeza cuándo y cuánto regar. El objetivo de este artículo es presentar el diseño, implementación y caracterización de un sensor capacitivo, con el fin de demostrar su eficiencia en la medición de humedad de suelo y conocer también los problemas que se tendrán, al utilizarlo en sistemas de riego del Valle del Yaqui. Como resultado se presenta un análisis de la robustez y método de construcción del sensor que pueden influir en su desempeño. A pesar de un proceso de construcción artesanal del sensor, se demuestra que las señales de salida corresponden a los cambios de humedad, observándose mayores cambios en la superficie donde hay más humedad debido al tipo de riego, siendo un aliciente en la continuación del proyecto en donde se procederá a investigar distintos circuitos de polarización y frecuencia.

I. INTRODUCCIÓN

El tema del aprovechamiento óptimo del recurso hídrico en la región sur de Sonora ha tenido recientemente un impacto cada vez mayor, no sólo ambiental sino político y social. El Instituto Tecnológico de Sonora tiene entre sus roles aportar conocimiento y desarrollo tecnológico en pro del bienestar de la sociedad a la que pertenece. En este año 2013 se aprobó mediante el Programa de Fomento y Apoyo a Proyectos de Investigación (PROFAPI) un proyecto destinado al desarrollo de un sensor para medir humedad del suelo para riego automático de hortalizas, del cual este trabajo forma parte.

El desarrollo de sensores ha ido evolucionando hasta formar redes y recientemente formándose de forma inalámbrica, autoorganizándose y cumpliendo con restricciones muy fuertes en cuanto a capacidad de procesamiento y consumo de energía [11, 12]. Existe un gran interés por desarrollar sensores cada vez más económicos (pero no necesariamente baratos), que puedan ser incluso desechables, como lo define Andersson [1] con el desarrollo de un sensor de humedad (ambiental) por nanopartículas de plata, impreso en papel con efecto de memoria. La propuesta de Andersson [1] consiste en un papel impreso, el cual reduce su resistencia si la humedad sobrepasa cierto umbral,

manteniendo esa misma resistencia a pesar de que la humedad haya disminuido. Esta propuesta cumple con las necesidades de una gran variedad de aplicaciones, sobre todo aquellas en donde se requiere un costo muy bajo de producción.

En contraste, Biao Wang [3] propone un sensor de humedad ambiental basado en fibra óptica con una película dopada con fosgeno CoCl_2 . Wang asegura detectar un rango de humedad relativa del 25% al 65%, a un precio no tan bajo como Andersson, con un tiempo de respuesta del orden de minutos.

La propuesta de Cheeke [4] considera el uso de una onda acústica de superficie (SAW) trabajando a 50MHz como sensor de humedad. Biao Wang [3] asegura poder reconocer un rango completo (0-100%) de humedad relativa, eliminando un cambio en frecuencia y una atenuación parásita del sensor por medio de colocar un metal entre un polímero y un sustrato, donde un mecanismo viscoelástico determina los niveles de atenuación en función de la humedad relativa. Este sensor parece tener un buen nivel de reproducibilidad, siendo una buena opción para eliminar los efectos de la humedad en sistemas electrónicos.

Los sensores de humedad más comúnmente usados son los capacitivos integrados en CMOS, que muestran muy buena repetibilidad, buena linealidad y gran robustez en comparación con el resto de los diseños de sensores [5].

Medir la humedad en el aire y medir la humedad en el suelo tiene algunas diferencias, sin embargo coinciden en el cambio de un parámetro eléctrico en función directamente del cambio de humedad o de un parámetro físico estrechamente relacionado con la humedad, como la presión que genera la ausencia de la misma. Esto lleva a pensar en un problema al intentar medir la humedad de suelo agrícola y una gama de posibles soluciones, abordando una de ellas.

En el año 2003 se desarrolló un sensor capacitivo similar, donde se concluyó que no cumplía con el propósito en el campo experimental, sólo bajo condiciones controladas de laboratorio. El transductor era más afectado por la forma de secado, conductividad hidráulica e irregularidades en la composición del suelo. Sin embargo, desde entonces se planteó que servirían de base para futuros diseños de sensores de humedad en apoyo al proyecto de automatización de riego que desarrolla el ITSON.

El método convencional de riego del Valle del Yaqui presenta deficiencias importantes para el ahorro de agua y en la producción óptima del cultivo, puesto que depende de la habilidad del agricultor para identificar los niveles de humedad

Manuscrito recibido el 30 de Septiembre de 2013. Este trabajo fue respaldado por el departamento de Ing. Eléctrica y Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora bajo el Programa de Fomento y Apoyo a Proyectos de Investigación 2013.

Dagoberto Álvarez. Estudiante de Ing. Electrónica.

José Fernando Sánchez. Estudiante en Ingeniería Electromecánica

Dr. Joel Ruiz Ibarra. Profesor Interino de tiempo completo.

Dr. Juan José Padilla Ybarra. Profesor-Investigador Titular C

Todos 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) 410 9001, ext. 1759 e-mail jjpadilla@itson.edu.mx.

presentes en el campo. [13]

En este trabajo se utilizan técnicas de obtención de parámetros de la tierra como son las columnas de Colman [7], realizado en los laboratorios de suelos del ITSON para obtener la capacidad de campo (CC) y punto de marchites permanente (PMP).

En este artículo se presentan los cálculos de la muestra de suelo utilizado y del peso del agua para poder conocer el parámetro de humedad relativa. Después se describe el diseño e implementación del sensor, optando por capacitores de anillos paralelos de placas de cobre y siendo polarizados con corriente alterna mediante un circuito divisor de voltaje de impedancias capacitivas. Finalmente se caracteriza incrementando la humedad, al mojar la tierra con cantidad de agua conocida y se normaliza la señal eléctrica para comparar los resultados.

II. CARACTERIZACIÓN DEL SENSOR.

A. Suelo

Es importante determinar aún de forma aproximada las diferentes texturas que se presentan en el espesor de 30cm de suelo [8]. La capacidad de campo es la cantidad máxima de agua que puede retener un suelo. El método de columnas de Colman permite conocer la capacidad de campo y consiste en colocar una muestra de suelo tamizada a través de una malla de 2mm en tubos de plástico transparente de 30cm de largo por 2.5cm de diámetro. Con el fin de evitar que la muestra de suelo se salga, se coloca un papel filtro en el extremo inferior de la columna, permitiendo así el drenado de humedad excesiva al saturar el suelo.

En el primer paso del proceso se vacía la tierra en la columna, con el objetivo de lograr una compactación o acomodo similar a la del campo, se pica el suelo con un punzón, acomodando y vaciando cada vez pequeñas cantidades de tierra. Cuando se llena el tubo en 20cm de su longitud se le agrega agua con intención de saturar el suelo y se deja reposar un día para que se infiltre libremente. (Se ha tenido cuidado de no tapar el otro extremo herméticamente pues impediría la salida del aire) [10].

La cantidad de agua que debe agregarse a cada tubo está en función de la capacidad de campo del suelo en el que se esté ejecutando la prueba, puesto que es la CC real es lo que se busca obtener por este método, la CC para esta fórmula será un aproximado del valor real y se obtendrá mediante la Tabla I de aproximación a la CC real según el tipo de suelo empleado. La cantidad de agua a aplicar a las columnas puede estimarse de acuerdo a la ecuación 1.

$$H_2O = S * CC \tag{1}$$

donde:

H₂O: Agua [gr = ml = cm³].

S: Suelo agregado [gr].

CC: Capacidad de campo [%].

El concepto de capacidad de campo está limitado a suelos con drenaje libre. Cuando el subsuelo es poco permeable tiene un concepto de humedad superior al de la capacidad de campo [13]. La capacidad de campo es estimada de acuerdo con la textura según los siguientes valores aproximados de la Tabla I.

TABLA I.
CAPACIDAD DE CAMPO PARA LOS DISTINTOS TIPOS DE TIERRA [7]

Textura	CC
Arena	5 a 10
Franco arenoso	10 a 20
Franco	15 a 30
Franco arcilloso	25 a 30
Arcilla	30 a 70

En este caso, el suelo fue determinado por la textura como un suelo arcilloso y mediante el proceso de columnas de Colman se determinó lo siguiente:

Con 230 gr de suelo identificado como arcilla y 40% de CC según experto, se tendrá:

$$H_2O = S * CC = 230 * 0.4 = 92ml \tag{2}$$

Después de agregarse los 92ml de agua se dejó reposar hasta que se consumió totalmente durante 24 horas. Después se sacó la muestra de la columna mediante una varilla a la que se le adaptó un tapón de hule menor al diámetro del tubo y se dividió en tres partes, para determinar el porcentaje de humedad de la porción central, cuyo valor es igual al de la capacidad de campo aplicando la siguiente igualdad:

$$CC = \frac{PSH - PSS}{PSS} * 100 \tag{3}$$

donde:

PSH: Peso suelo húmedo [gr].

PSS: Peso suelo seco [gr].

El Punto de Marchites Permanente es el punto de humedad donde la raíz de la planta ya no es capaz de absorber el líquido. Como dato práctico, para fines del proyecto se ha visto que haciendo el PMP igual a la mitad de la capacidad de campo se obtiene de manera eficaz un dato útil que no se aparta mucho del valor real a considerar en el momento del riego.

El rango de valores establecido entre el PMP y la CC es la humedad aprovechable (HA). Su valor se obtiene utilizando la ecuación 4:

$$HA = CC - PMP \tag{4}$$

B. Sensor.

El sensor de humedad construido en el ITSON (ver Figura1) consta de una sonda cilíndrica, la cual contiene placas cilíndricas co-paralelas de cobre, sujetadas firmemente en la sonda y con las medidas especificadas.

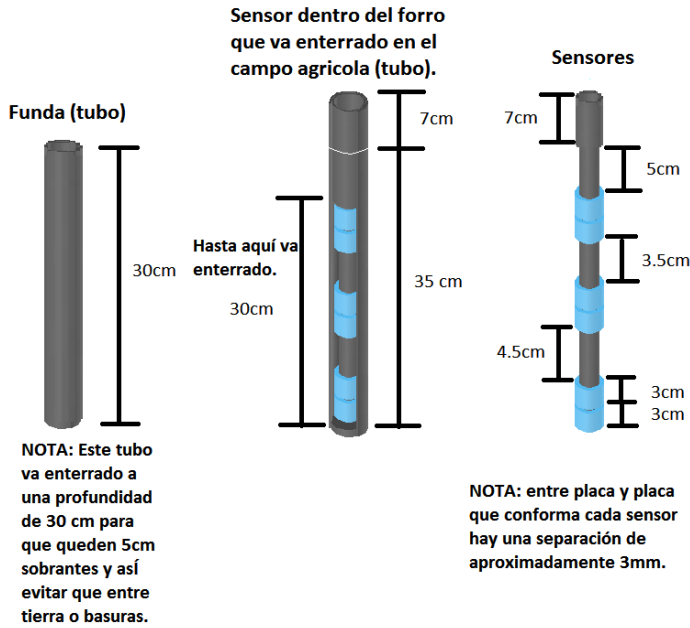


Fig. 3 Diseño del Sensor Capacitivo.

En la Figura 2 se muestran las fotografías del sensor y los cables de conexión al circuito polarizador.

El circuito de polarización para cada uno de los capacitores es el representado en la Figura 3, donde se hizo uso de un divisor de voltaje alterno [2, 6], empleando capacitores como elementos de impedancia eléctrica.

C. Obtención de parámetros eléctricos.

El concepto humedad absoluta se manejará como la relación uno a uno de peso de tierra contra peso de agua y humedad aprovechable como el rango de humedad en que la planta puede alimentarse sin saturar el suelo.

Con respecto al funcionamiento eléctrico del sensor, consiste en dar una capacitancia a un valor proporcionado por el porcentaje de humedad, la capacitancia es directamente proporcional a la humedad que se encuentra fuera de las placas, esto quiere decir, que mientras mayor sea el porcentaje de humedad, mayor será el valor de capacitancia. Las primeras pruebas consistieron en una aproximación del método gravimétrico, pero en vez de secar la tierra para conocer su humedad absoluta, se pesó (relativamente seca) y se fue agregando agua, registrando el nuevo peso y la nueva medición de capacitancia, sacando una relación humedad-capacitancia que se muestra en la Tabla II.



Fig. 1 Fotografía del sensor y tubo para campo agrícola.

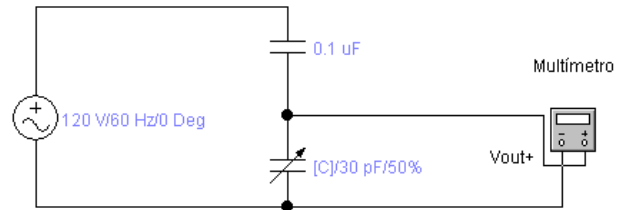


Fig. 2 Circuito de polarización de los sensores.

TABLA II.
RELACIÓN PESO TIERRA/AGUA PARA CALCULAR HUMEDAD.

# Muestra	Mt	Ms	Mw	w
1	22	21.5	0.5	0.02325581
2	22.5	21.5	1	0.04651163
3	23	21.5	1.5	0.06976744
4	23.5	21.5	2	0.09302326
5	24	21.5	2.5	0.11627907
6	24.5	21.5	3	0.13953488

Donde se midieron los pesos en kilogramos y Mt es el peso de la

tierra húmeda, M_s es el peso inicial de la tierra (relativamente seca), M_w es la diferencia de peso y w es el porcentaje de humedad relativa (M_w/M_s).

La Tabla III muestra la medición de capacitancia de los tres anillos de la sonda en el suelo relativamente seco.

TABLA III.
CAPACITANCIAS Y VOLTAJES INICIALES (TIERRA SECA).

	S superficial	S medio	S profundo
Capacitancia	29.7 pf	24.2 pf	34.9 pf
Voltaje	2.6 V	1.9 V	4.5 V

La Tabla IV muestra la medición [9] de los voltajes a la salida del circuito de polarización de cada capacitancia de los tres anillos (superficial, medio y profundo) de la sonda en cada muestra.

TABLA IV.
MEDICIÓN DE VOLTAJES A LA SALIDA DE LOS SENSORES.

w	S superficial	S medio	S profundo
0.00%	2.6	1.9	4.5
2.33%	2.8	2.0	4.5
4.65%	4.6	2.0	4.3
6.98%	4.6	2.3	4.5
9.30%	5.4	3.1	4.2
11.63%	5.9	3.4	4.5
13.95%	7.9	3.8	5.2

Debido a la diferencia de las capacitancias entre los sensores y también de los circuitos de polarización de cada sensor, se utilizó una normalización del voltaje de salida, con respecto al voltaje inicial antes de aplicar el agua (tierra seca) y el resultado puede evaluarse en la Figura 4.

Como se observa en dicha normalización, el cambio de voltaje es más importante en el sensor superficial, debido a que es el que obtiene más rápidamente el agua de riego. De la misma forma se observa que el sensor profundo tiene pocas variaciones, lo cual fue comprobado al observar que la cantidad de agua al nivel del sensor, era prácticamente nula.

III. CONCLUSIONES

Un arreglo capacitivo de anillos concentricos co-paralelos, demostraron tener el potencial de transducir un parámetro físico como la humedad relativa del suelo a un parámetro eléctrico medible. Se observó que el sensor propuesto inherentemente modifica su capacitancia en relación al nivel de humedad del suelo en el que se aplica y que además la relación es semi-proporcional y cuantificable. Este antecedente siembra la base para perfeccionar el diseño del sensor aquí propuesto, estandarizando la técnica de construcción; garantizando la repetitividad de las mediciones y permitiendo la implementación

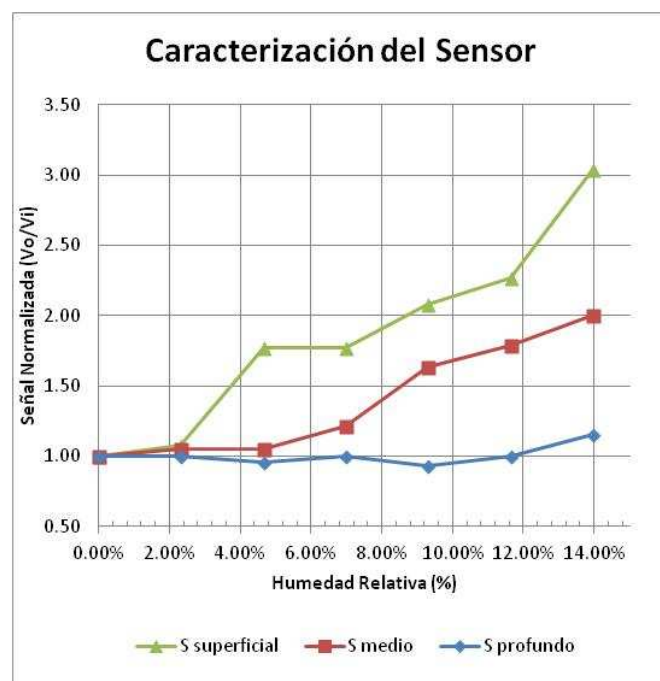


Fig. 4 Normalización de los sensores capacitivos.

de diferentes circuitos y frecuencias de polarización para obtener el mejor aprovechamiento del sensor.

REFERENCIAS

- [1] Andersson, H.; Manuilskiy, A. ; Unander, Tomas ; Lidenmark, C. ; Forsberg, S. ; Nilsson, H-E (2012) Inkjet Printed “Silver Nanoparticle Humidity Sensor With Memory Effect on Paper”, Revista de Sensores IEEE (Volumen: 12 , Número: 6, pp:1901-1905).
- [2] Banister, B.R. y Whitehead, D.G.. (1991) “Instrumentación, Transductores e Interfaz” ed. Addison Wesley Iberoamericana.
- [3] Biao Wang ; Fujun Zhang ; Fufei Pang ; Tingyun Wang, (2011) An optical fiber humidity sensor based on optical absorption, Conferencia en Comunicaciones y Fotónica.
- [4] Cheeke, J.D.N. ; Tashitouch, N. ; Eddy, N. (1996) Surface acoustic wave humidity sensor based on the changes in the viscoelastic properties of a polymer film, Ultrasonics Symposium, 1996. Proceedings IEEE (Volume:1)
- [5] Cheng-Long Zhao ; Ming Qin ; Qing-An Huang. (2011) A Fully Packaged CMOS Interdigital Capacitive Humidity Sensor With Polysilicon Heaters. Sensors Journal, IEEE (Volumen: 11, Issue: 11)
- [6] Coughlin Robert F., Driscoll Frederick F. (1993) “Amplificadores Operacionales y circuitos integrados lineales” ed. Prentice Hall.
- [7] Distrito de riego No R-28-41 (1977) “El buen uso y manejo del agua de riego”, Boletín técnico #8, Tomo1 PP 29-32.
- [8] Distrito de riego No R-28-41 (1977) “El buen uso y manejo del agua de riego”, Boletín técnico #8, Tomo 2 PP 91.
- [9] Gregory B. A. (1984) “Instrumentación eléctrica y sistemas de medida” ed. Gustavo Gili. Barcelona.
- [10] Pérez Ramírez, Javier y Estrada Cota, Jorge Armando (2003) “Sensor electrónico de humedad de suelo para campos agrícolas” Memoria técnica XIII congreso internacional de electrónica comunicaciones y computadoras CONIELECOMP, México.
- [11] Ruiz J, Gallardo J. R., Villasenor-Gonzalez L., Makrakis D., Mouftah H.T., (2009) QUATTRO: QoS-capable cross-layer MAC protocol for wireless service networks, Conferencia Global en Comunicaciones IEEE (GLOBECOM 2009), Honolulu, HI.
- [12] Ruiz J, Gallardo J.R., Makrakis D., Villasenor-Gonzalez L. y Mouftah H. T. (2011) “Cross-layer medium access control protocol with quality-of-service guarantees for wireless sensor networks.” EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking 2011:179 doi:10.1186/1687-1499-2011-179

[13] Vega J. D. (1977) "Uso y manejo del agua" Instituto tecnológico y de estudios superiores de monterrey P.157.

Dagoberto Álvarez Ibarra. Estudiante en Ingeniería en Electrónica en el Instituto Tecnológico de Sonora (ITSON) desde 2012. Egresado del Centro de Bachillerato Tecnológico Industrial y de Servicios (CBTIS) #129, Técnico en Electrónica en 2012.

José Fernando Sánchez Valdez. Estudiante en Ingeniería Electromecánica en el Instituto Tecnológico de Sonora (ITSON) desde 2012. Egresado del Centro de Bachillerato Tecnológico Industrial y de Servicios (CBTIS) # 45, Técnico en Mantenimiento Industrial.

Joel Ruiz Ibarra. Ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Sonora (ITSON) en 2004. Maestro en Ciencias por el Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE) en 2006. Doctor en Ciencias por el mismo CICESE en 2011. Actualmente profesor interino de tiempo completo en ITSON.

Juan José Padilla Ybarra obtuvo el grado de Ingeniero en Electrónica en el Instituto Tecnológico de Sonora en agosto de 1991 por el tema "Medición Continua de Saturación de Oxígeno en Hemoglobina por Método No Invasivo". Realizó sus estudios de maestría en ciencias con especialidad en bioelectrónica en el Centro de Estudios Avanzados del IPN obteniendo el grado en febrero de 1993 con el tema "Estimuladores para Cardiomioplastía". Continuó sus estudios de Doctorado con especialidad en Automatización y Procesamiento Digital de Señales en el Institut National Polytechnique de Lorraine. Francia obteniendo el título en noviembre de 1999 con el tema "Biopsia Óptica por Espectroscopia de Fluorescencia de Tejidos Vivos." Actualmente labora como Profesor-Investigador Titular C del Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica del ITSON.

Compensación de Potencia Reactiva, Análisis por Medio de la Teoría de Redes

Castro H. José J.

Resumen— El siguiente trabajo tiene como objetivo, presentar una metodología, para un análisis técnico económico de la Compensación Reactiva, en un sistema eléctrico de potencia. Las técnicas de análisis aquí propuestas, existen en la literatura, aunque en algunos casos, se analiza el problema de compensación reactiva de manera muy técnica o simplemente económica. El presente trabajo pretende mostrar un camino, apoyado de las técnicas mencionadas, y sobre todo, dar un enfoque diferente en relación a presentar más elementos de estudio, para la justificación o rechazo de la instalación de Bancos de capacitores, en la Compensación Reactiva. La propuesta incluye, apoyarse de los algoritmos de “La Teoría de Redes”, y visualizar la información técnica como un problema de Flujos y capacidades, para encontrar los flujos máximos, mínimos o rutas más cortas. Con este conjunto de herramientas, el Ingeniero de Sistemas de Potencia, de Planeación o rama afín, tendrá elementos suficientes para la justificación de un sistema con compensación reactiva.

I. INTRODUCCIÓN

La compensación reactiva en un sistema eléctrico de potencia, no solamente debe de verse desde el punto de vista de mejorar el factor de potencia, y resolver un problema eléctrico con las tablas de fabricantes de capacitores. Además de tener implicaciones directas en la eficiencia se debe de considerar las siguientes metas a resolver:

- Aumentando la capacidad del sistema liberando potencia aparente.
- Disminuir la caída de tensión en la carga.
- Reducción de pérdidas de energía.
- Reducción de pérdidas de potencia.
- Análisis de un costo beneficio técnico y económico.

Existen métodos para compensación reactiva en Alimentadores con carga uniformemente distribuida [3], [1], [10]. Como el método de los 2/3 desarrollado por los Ingenieros N.M. Neagle y D.R. Samson.

Este método puede resumirse de la siguiente manera: “para lograr la máxima reducción de pérdidas de potencia en un alimentador con carga uniformemente distribuida, los capacitores se deben de instalar a 2/3 de la fuente y su capacidad debe ser igual a 2/3 de la potencia reactiva de la línea a la hora de

Manuscrito recibido 14 de octubre de 2013. Este trabajo fue realizado en el Instituto Tecnológico de Cuautla y en la Universidad Anáhuac, durante el curso de la Maestría de Planeación de Sistemas de Distribución.

J.J Castro trabaja como Consultor Eléctrico para empresas nacionales e internacionales.

Así mismo se desempeña como catedrático del Instituto Tecnológico de Cuautla (ITC), Carretera Federal Cuautla- Oaxaca s/n, Cuautla Morelos, México (e-mail: joel.castro@itcuautla.edu.mx).

la demanda máxima”.

Para la distribución de cargas distribuidas al azar, que es la situación más común en cargas industriales, se pueden utilizar los siguientes métodos. El método de Maxwell y El Método de Schmill. En lo que respecta al análisis económico, se utilizan métodos de amortización, en donde se considera la inversión inicial, anualidades de pago, tiempo del estudio y tasa de interés. Con base en lo anterior, el Ingeniero tendría los elementos para justificar su estimación técnico económico.

El presente trabajo incorpora la Teoría de Redes [2], [4], [7], [8], [9], para analizar la Compensación de Potencia Reactiva, además como un problema de Investigación de Operaciones.

II. COMPENSACIÓN REACTIVA

Existen métodos para compensación reactiva en Alimentadores con carga uniformemente distribuida. Como el método de los 2/3 desarrollado por los Ingenieros N.M. Neagle y D.R. Samson.

Este método puede resumirse de la siguiente manera: “para lograr la máxima reducción de pérdidas de potencia en un alimentador con carga uniformemente distribuida, los capacitores se deben de instalar a 2/3 de la fuente y su capacidad debe ser igual a 2/3 de la potencia reactiva de la línea a la hora de la demanda máxima”.

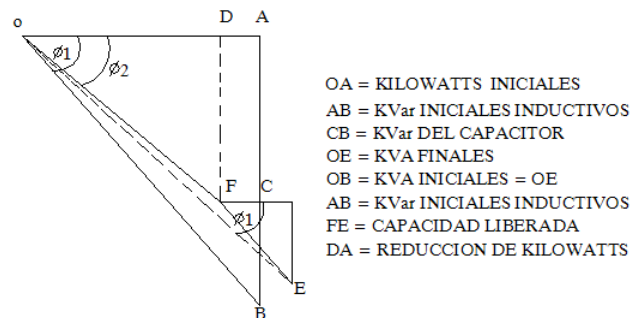


Fig. 1 Capacidad liberada.

Al compensar la potencia reactiva de una línea, se obtiene una reducción de las pérdidas de potencia debido a la cancelación de una parte de la corriente inductiva jI_{XL} , por la corriente capacitiva jI_{XC} del banco de capacitores.

En la figura 1, tenemos el segmento DA, el cual representa:

$$DA = RI_1^2 - RI_2^2 \quad (1)$$

Donde I_1 corresponde a la corriente de línea antes de instalar los capacitores, I_2 la corriente de línea después de instalar los capacitores. Junto con la reducción de pérdidas (R_p) de potencia se tiene una reducción de pérdidas de energía (R_E).

El método de Maxwell, la reducción de pérdidas de un alimentador trifásico se obtiene:

$$R_p = (3R_1 (2I_1 I_{c1} - I_{c1}^2) + 3R_2 (2I_2 I_{c2} - I_{c2}^2) + \dots + 3R_n (2I_n I_{cn} - I_{cn}^2)) 10^{-3} \quad (2)$$

Reducción de pérdidas de energía:

$$R_E = (3R_1 (2I_1 I_{c1} FC - I_{c1}^2 T) + 3R_2 (2I_2 I_{c2} FC - I_{c2}^2 T) + \dots + 3R_n (2I_n I_{cn} - I_{cn}^2) T) 10^{-3} \quad (3)$$

Donde:

R_p = Reducción de pérdidas de potencia

R_E = Reducción de pérdidas de energía

R_1 = Resistencia troncal 1

I_1 = Corriente máxima inductiva en troncal 1

I_{c1} = Corriente máxima inductiva en troncal 1

I_n = Corriente inductiva durante la demanda máxima troncal n

FC = Factor de carga

T = tiempo (8760 horas)

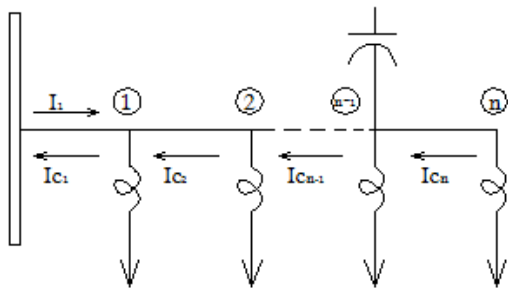


Fig. 2 Diagrama unifilar para el análisis propuesto por Maxwell. En donde aparece la iteración del nodo, para la colocación del banco de capacitores.

A. Investigación de Operaciones (función objetivo)

El creciente uso de la Investigación de Operaciones (I. de O.) [2] ha hecho que sus técnicas se vayan desarrollando y aprovechando más, teniendo un desarrollo propio. Por lo que, se plantea el problema basados en una de sus técnicas, como lo es la Teoría de Redes.

En los modelos matemáticos de I. de O., las variables pueden ser enteras o continuas y las funciones objetivo y de restricciones pueden ser lineales y no lineales. Los problemas de optimización representados por estos modelos dan pie a una amplia variedad

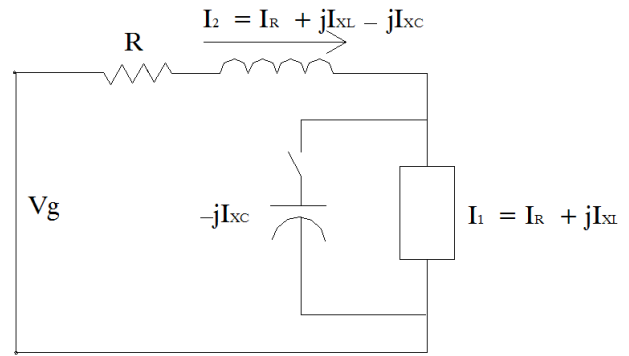


Fig. 3 Cancelación de la corriente inductiva por la corriente capacitiva en una línea de distribución.

de métodos de solución, cada uno diseñado de acuerdo a las propiedades matemáticas especiales del modelo. Utilizando esta herramienta, se modela el problema de la compensación reactiva, se plantea una función objetivo, (el cual se presenta como variables, la colocación de bancos de capacitores por bus), esta función objetivo se plantea de tal manera de maximizar la reducción de pérdidas de energía (R_E), del método de Maxwell.

$$\text{Maximizar } Z = R_E X_{11} + R_E X_{22} + \dots + R_E X_{1m} +$$

$$R_E X_{21} \dots + \dots + R_E X_{2m} +$$

$$\text{Hasta } \dots \dots R_E X_{nm} \quad (4)$$

$$Y_1 + Y_2 + Y_2 + Y_2 \dots Y_n = \text{número de buses} \quad (5)$$

$$X_{11} + X_{22} \dots \text{hasta } X_{nm}$$

que representa las pérdidas de energía si los capacitores se colocasen en los buses n y m.

El número de buses (Y_n), representará la distribución en donde se desean colocar los bancos de capacitores. Si número de buses es igual a 2, indicará que en dos buses (cualesquiera) se podrían colocar estos bancos. La selección del número de buses es parte de la información que el programa toma como dato.

B. Modelado de las condiciones (restricciones)

Después de plantear la función objetivo, se procede a definir las restricciones, en este caso, las restricciones serían las siguientes:

X_{ij} representa la reducción de pérdidas R_E en los buses ij, respectivamente, como una sumatoria de corrientes de carga en cada bus.

$$0 > X_{ij} < 1 \tag{6}$$

Y_i representa un número booleano (1 ó 0), indicando en que bus, deberá ser colocado el banco de capacitores para la solución técnica y económica de un banco de capacitores.

En este caso se plantea la siguiente ecuación para representar que Y_i solamente tiene valores de 1 ó 0.

Las restricciones se representan como ecuaciones o inecuaciones, que representan las variables de decisión.

C. Algoritmo de Solución

Con la información anterior, es muy sencillo utilizar los algoritmos existentes de Investigación de operaciones, bastará repetir la función objetivo con las ecuaciones o inecuaciones que representan sus restricciones y el programa devolverá la información no solamente de los buses en donde exista una maximización o minimización de pérdidas de energía, sino que inclusive, aporta más información de los rangos de selección en el que se puede mover la curva de solución de la función objetivo.

D. Análisis Económico

Una vez realizado, el análisis técnico, mediante las técnicas propuestas, se deberá realizar el costo de la inversión. Esto se realiza comparando la depreciación a futuro (medida en años “n”), con una tasa de interés (i) dada, y como punto de comparación se traslada el valor futuro (Vf) a valor presente (Vp).

$$Vp = Vf / (1+i)^n \tag{7}$$

De la anterior ecuación, se observa la gráfica de la Fig. 4, en donde se observa, la curva de costo a valor presente, y nos indica cual sería el valor de comparación de la inversión inicial con una depreciación a 30 años (normalmente tiempo útil).

En este caso se considera una carga de demanda constante, pero se puede analizar bajo el esquema de una carga variable, con solo variar las pérdidas de energía por aumento de la impedancia.

Bajo este análisis integral, técnico y económico, se tienen más elementos de decisión en la planeación de un sistema de distribución con compensación reactiva.

III. CONCLUSIONES

Con el método de Maxwell, descrito anteriormente, es posible determinar la Compensación Reactiva de cargas distribuidas al azar sobre alimentadores; por lo que el análisis no se enfoca exclusivamente en llevar el factor de potencia cercano a la unidad, como un mero estudio técnico, al contrario, analiza, con base en la Teoría de Redes, el plantear el problema sujeto a

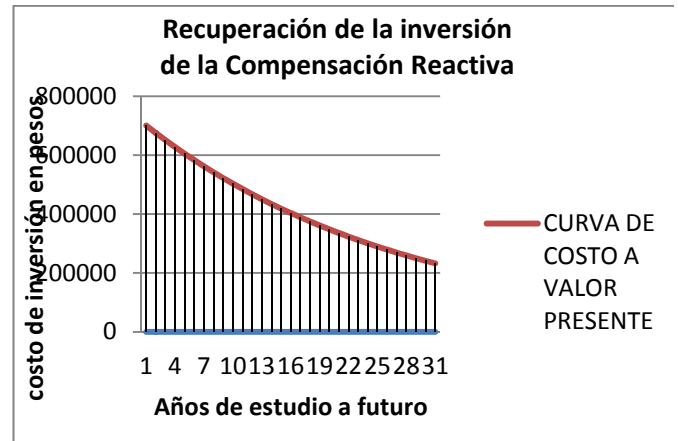


Fig. 4. Recuperación de la Inversión de la compensación Reactiva. Esto se realiza a valor presente, y por un período de 30 años (vida útil).

restricciones de reducciones de pérdidas de potencia y pérdidas de energía; resolviendo también el aspecto económico [5], [6].

Con las técnicas de la Teoría de Redes, es posible realizar estudios muy completos en tiempos reducidos, en sistemas Industriales complejos y cambiantes. Por lo que, se espera, que con este nuevo planteamiento técnico económico, resolver al mismo tiempo, la Compensación Reactiva en Sistemas Eléctricos Industriales sin importar su complejidad [7].

Una vez planteadas la función objetivo sujeto a las ecuaciones que determinan sus restricciones técnico-económicas. Quedan abiertos los estudios a futuro, para nuevas condiciones con bancos de capacitores automáticos y del comportamiento de cargas no lineales; sujetos a estas nuevas restricciones, en la Teoría de Redes, serán un punto muy interesante de análisis e Investigación.

RECONOCIMIENTOS

El autor agradece al Ing. Juan Antonio Yebra Morrón y al Ing. José Arzate Barbosa, por sus enseñanzas. Así mismo al Dr. Alfredo Nava Segura del IPN., formador de investigadores y profesionistas. Al M.C. Francisco Hernández Cortes de la Universidad Anáhuac, a mis hijas Adriana, Melanie Monserrat y mi esposa María de Lourdes por su constante motivación.

REFERENCIAS

- [1] J. A. Yebra, M. “Sistemas Eléctricos de Distribución”, Editorial Reverté, México 2009.
- [2] I. Flores de la Mota, “Apuntes de Teoría de Redes”, Dpto. de sistemas, Facultad de Ingeniería de la UNAM.
- [3] Hu.T.C “Programming and Network Flows”, Edit. Adison Wesley 1970
- [4] Taha, Hamdy “Investigación de Operaciones” Edit. Alfa y Omega
- [5] National Electric Code, Code USA. 1999.
- [6] NOM-001-SEDE-2012, Instalaciones Eléctricas utilización.
- [7] J. Prawda, “Métodos y Modelos de Investigación de Operaciones” Edit. Limusa.
- [8] G.D. Eppen, “Investigación de Operaciones en la Ciencia Administrativa”, Prentice Hall.

- [9] J. E. Shamblin, “*Libro de Investigación de Operaciones, un enfoque fundamental*”, 1ª. Edición.
- [10] Richard E. Brown, “Electric Power Distribution Reliability”, CRC Press



José Joel Castro Hernández es Ingeniero Electricista egresado del Instituto Politécnico Nacional, México, en 1989. Estudios de Maestría en “Planeación de sistemas de distribución” de la Universidad Anáhuac Norte. Nació en San Luis Potosí.

Becario del Instituto de Investigaciones Eléctricas (IIE), adjunto al trabajo del Dr. Alfredo Nava Segura, “Simulador digital, para el análisis paramétrico del generador síncrono, (1988). En 1990, Ingeniero del departamento de tableros y sistemas en

TELEMECANIQUE México, En 1991, ingeniero de diseño en la empresa CONDUMEX, en la planta de cables de potencia en la zona Industrial Vallejo, México D.F. responsable de la ingeniería de detalle del diseño de cables eléctricos. En 1994, Ingeniero proyectista en ICA INDUSTRIAL (después ICA-Fluor Daniels, trabajando en proyectos como Laguna Verde, Línea de CFE Petacalco, proyectos de alumbrado, protecciones eléctricas a líneas de transmisión, diseño de subestaciones eléctricas tipo abierto. En 1998, responsable de energía y fluidos en Saint Gobain Vidrio de México, parque industrial Cuautla, responsable subestación 20 MVA’s, 115 kilo volts, líneas de media tensión, 13.8 KV, tableros de baja tensión; responsable línea de gas, combustóleos, agua tratada. Participante activo del arranque de esta planta industrial. Asesor eléctrico de la facultad de Ingeniería de la UNAM en su departamento de vinculación y proyectos. Consultor eléctrico para compañía internacional (BSW), elaboración de proyectos eléctricos internacionales para tiendas comerciales, Wal-Mart, Sam’s Club, Albertson’s, restaurantes como Long Horn, Schlotzky’s Deli, en Athens Alabama., San Antonio Texas, Dallas Texas, Puerto Rico, Atlanta Georgia, Tulsa Oklahoma, México, Bolivia, etc. Desarrollados en las oficinas centrales de la ciudad de Tulsa Oklahoma EE.UU. Ingeniero de subestaciones en la Cia. De Luz y Fuerza del Centro, dependiente de la Gerencia de Transmisión y Transformación, en niveles de 400, 230, 85 y 23 Kilo volts.

El Ingeniero Castro es actualmente Catedrático del Instituto Tecnológico de Cuautla, impartiendo las materias de análisis de circuitos, electrónica de potencia, optoelectrónica y máquinas eléctricas, así como consultor en Ingeniería Eléctrica (joel.castro@itcuautla.edu.mx).

Cálculo en Redes de Transmisión para la Determinación de Matriz de Admitancias Ybus e Impedancias Zbus Utilizando GUIDE de MATLAB

Gómez G. Guillermo, Ambrosio L. Armando y Valenzuela O. José E.

Resume- Se abordara el desarrollo de un software que realice los cálculos en redes de transmisión en sistemas de potencia para la determinación de matriz de admitancias Ybus y matriz impedancias Zbus utilizando GUIDE de MATLAB, ya que con este software será menos complicado el objeto de estudio sobre el cálculo en redes de transmisión y optimiza el tiempo de dedicación para estos temas importantes, dando como resultado una comprensión más precisa y dinámica para los alumnos de la carrera de ingeniería eléctrica plan 2002 e ingeniería electromecánica plan 2009.

Palabras clave— Admitancia, bus, impedancia, matriz.

I. INTRODUCCIÓN

Una red típica de transmisión de potencia cubre una gran área geográfica que incluye un gran número y variedad de componentes. En el análisis de los sistemas de gran escala, el modelo toma la forma de una matriz de la red cuyos elementos son predecibles mediante los parámetros seleccionados.

La corriente que fluye a través de una componente de la red que se puede relacionar con la caída de tensión a través de ella mediante un parámetro denominado admitancia o impedancia. De cierta forma se tratara con la representación de admitancias como un modelo elemental que describe las características eléctricas de los elementos de la red.

El modelo elemental no requiere ni provee información en relación con la forma en que se interconectan las componentes para formar una red eléctrica. La matriz de admitancias Ybus representa la información del comportamiento en estado estable de todos los elementos que actúan juntos para formar el sistema eléctrico de potencia ya que se basa en el análisis nodal de las ecuaciones de la red.

La matriz de admitancias Ybus de un sistema típico de potencia es inmensa, esparcida y tiene una forma simétrica. [1]

La matriz de impedancias Zbus puede construirse, elemento por

Manuscrito recibido el 10 de Julio de 2013. Este trabajo fue respaldado por el departamento de Ing. Eléctrica y Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora. Ing. Guillermo Gómez García hasta la fecha forma parte de egresados de ingenieros electricistas del Instituto Tecnológico de Sonora en la generación 2012, actualmente radica en ciudad Obregón Sonora México Av. Chihuahua # 708 sur entre Jesús García y 6 de Abril Tel 4120-734; Cel. (41) 67-59-95 (e-mail ingeniero.gmz@gmail.com), trabaja en Sistemas Eléctricos de Obregón (SEO) en el departamento de proyección y mantenimiento a transformadores de distribución y plantas generadoras de emergencia, Colima # 168 norte entre Av. I. Allende e Hidalgo Tel. 413-34-23 (e-mail proyectosseo@prodigy.mx).

elemento, directamente mediante algoritmos simples para incorporar un elemento a la vez dentro de la representación del sistema. [1] El proceso vinculado en la construcción de la matriz de impedancias Zbus es mucho mayor que el requerido para construir la matriz de admitancias Ybus, pero el contenido de la información de la matriz de impedancias Zbus es, por mucho mayor que al de Ybus. Por ejemplo, se verá que cada elemento de la diagonal de la Zbus tiene características importantes de todo el sistema en forma de impedancia de Thévenin en el bus correspondiente. [1]

Este software podrá ser utilizado por los docentes en las materia de fundamentos de sistemas eléctricos plan (2002) y sistemas eléctricos de potencia I plan 2009 para complementar el programa de curso y clases. Al utilizar éste software en un examen de flujos de potencia se reducirá el tiempo con que se determina la matriz de admitancias Ybus, porque en un estudio de flujos de potencia el primer paso es obtener cierta matriz, con este software se obtendrá una mayor comprensión en los temas de estudios de flujos de potencia, además será accesible para los alumnos que estudian ingeniería eléctrica e ingeniería electromecánica, con la determinación de la matriz de impedancias Zbus se podrán efectuar estudios de corto circuito en sistemas de potencia y con el estudio de corto circuito se aborda el estudio de estabilidad transitoria en máquinas rotativas.

II. PROCEDIMIENTO PARA EL CÁLCULO EN REDES DE TRANSMISIÓN

A. Aspectos generales

- 1) Las componentes de los sistemas de transmisión de potencia se modelan y representan, para análisis monofásico, por medio de impedancias pasivas o admitancias equivalentes que se acompañan, cuando es necesario, por fuentes activas de voltaje o corriente.
- 2) Ciertas componentes de los sistemas de potencia mencionadas anteriormente se representan mediante diagramas unifilares a razón de que estas contienen el equivalente monofásico de un sistema trifásico, estas componentes se interconectan mediante buses, nodos o barras, con el objetivo de conformar un sistema de potencia a gran escala. Un ejemplo claro de lo mencionado anteriormente se observa en la siguiente figura 1.
- 3) Los elementos del sistema de potencia contienen parámetros elementales para efectos de estudios muy importantes para

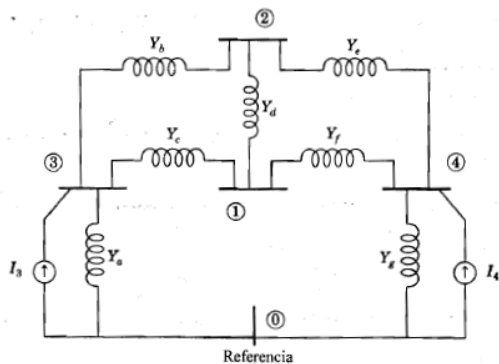


Fig. 1 Diagrama unifilar de admitancias una red de transmisión.

las empresas suministradoras de energía eléctrica que en este caso viene siendo Comisión Federal de Electricidad (CFE), los parámetros vienen siendo más que nada la impedancia y admitancia que poseen todos los equipos que conforman un sistema de potencia, ciertos estudios son; estudios de flujos de potencia en redes de transmisión, estudios de corto circuito en sistemas de potencia y estabilidad transitoria en máquinas rotativas.

- 4) Las admitancias y las impedancias de los elementos de una red de transmisión toman la forma en una matriz en los sistemas de gran escala. Estas son determinadas mediante cálculos específicos, por ejemplo los elementos de la diagonal de una matriz de admitancias o impedancias son denominadas admitancias e impedancias de punto de operación de bus, y los elementos fuera de la diagonal son llamadas admitancias e impedancias de transferencia.

B. Evaluación

Al momento de determinar la admitancia de punto de operación se deben de considerar las líneas de transmisión y susceptancias en paralelo que se encuentran conectadas en cualquier bus, por ejemplo la admitancia de punto de operación Y_{11} que viene siendo la admitancia uno del bus uno, esta se determina sumando las admitancias de las líneas de transmisión y susceptancias correspondientes que se encuentran conectadas al bus uno.

Para las admitancias de transferencias que son las que están fuera de la diagonal se eligen directamente y multiplicando toda la admitancia por el signo menos como se muestra en la sección de ecuaciones correspondientes a la formulación de matriz de admitancia de la red de transmisión.

Para la determinación de de la matriz de impedancias de una red de transmisión es necesario determinar primero la matriz de admitancias y luego invertirla ya que este programa será

didáctico para los alumnos de ingeniería eléctrica e ingeniería electromecánica, la inversión de la matriz de admitancia se emplea raras ocasiones cuando los sistemas son a gran escala, ya que de esta se obtiene la impedancia equivalente en cada uno de los buses existentes en un sistema interconectado, los pasos para la determinación de la matriz de admitancias Y_{bus} y matriz Z_{bus} son:

1. Observar cuidadosamente el diagrama unifilar, la topología de la red de transmisión y determinar la simetría de la matriz de admitancia. [2]

2. Inspeccionar las líneas de transmisión y susceptancias paralelo conectadas a los buses del sistema. [2]

3. Los elementos de la diagonal Y_{ii} son iguales a la suma algebraica de las admitancias que están conectadas directamente al bus i . [1]

4. Los elementos fuera de la diagonal Y_{ij} son semejantes al negativo de la admitancia de transferencia total conectada entre los buses i y j . [1]

5. Una vez calculados ciertos valores, se acomodan en la matriz de acuerdo a la topología de la red de transmisión. [2]

6. Ya que se obtiene la matriz de admitancias Y_{bus} del sistema, se toman los valores necesarios para efectos de estudios de flujos de potencia en el sistema. [1]

7. Para obtener la matriz de impedancias Z_{bus} de una red de transmisión se invierte la matriz de admitancias Y_{bus} primeramente, aclarando que todos los cálculos necesarios se efectúan mediante GUIDE de MATLAB. [1]

8. La matriz de impedancia Z_{bus} es implementada para estudios de corto circuito en sistemas de potencia con el fin de obtener el valor de la corriente de corto circuito al momento de que se presente una contingencia y se puedan calibrar protecciones eléctricas en el sistema. [1]

9. Además con el estudio de corto circuito se realizan estudios de estabilidad transitoria para maquinas rotativas, con el objetivo de evaluar el comportamiento de ciertos equipos mencionados con anterioridad al presentarse cualquier falla, ya sea trifásica o monofásica, en este caso se analiza la falla trifásica por ser la más severa ya que esta provoca más daños al sistema, con este estudio se determina si el sistema es estable o inestable al momento de presentarse cualquier contingencia. [1]

III. ELEMENTOS DEL SOFTWARE Y EXPLICACIÓN

A. Imágenes

En esta sección se mostrara una imagen para explicar el manejo de este software creado, también se dará a conocer el cómo declarar los datos de la red en GUIDE de MATLAB y este por si mismo realiza las operaciones que se requieren para obtener resultados esperados por el usuario. En la siguiente figura dos se observa la interfaz grafica GUIDE de MATLAB en donde se declaran los datos de la red de transmisión a modelar en matriz de admitancias Y_{bus} e impedancias Z_{bus} .



Fig. 2 Interfaz gráfica en donde se introducen los datos de la red de transmisión.

Nodo I y Nodo II.

Es la conexión de la línea de transmisión que existe entre los buses en la red de transmisión de cualquier simetría.

GS y BS.

Es la admitancia serie de la línea de transmisión, esta puede ser declarada en siemens.

BP.

Es la susceptancia paralelo que con tiene una línea de transmisión, al igual que la admitancia serie esta puede ser declarada en siemens o en por unidad. Este valor por lo general se proporciona en total, para que este valor sea declarado en la interfaz grafica se debe de dividir entre dos. [2]

Capturar valores y calcular matrices.

El botón **capturar valores** guarda los valores declarados en las casillas “GS”, “BS” y “BP” cada vez que este es presionado al momento de introducir los parámetros correspondientes a la línea de transmisión.

El botón **calcular matrices** al momento de presionarlo este ordena a MATLAB ejecutar el archivo M-File de este software, y se despliegan los resultados esperados por el usuario en las casillas que contienen los nombres **Matriz Ybus** y **Matriz Zbus**.

En botón **RESET** al ser presionado este realiza la función de depurar el resultado mostrado en las casillas **Matriz Ybus** y **Matriz Zbus**.

B. Tablas

A continuación se mostrara un sistema de potencia de tres buses con una red de transmisión con sus respectivos parámetros de admitancias en por unidad ver figura 3. Los datos de la red de transmisión se muestran en la siguiente tabla I.

Los valores de la tabla uno se introducen en las casillas de la interfaz grafica GUIDE de MATLAB, por ejemplo; la línea de transmisión que va del bus uno al bus dos de declara en la casilla “**Nodo I**” y “**Nodo II**”, luego se declara la admitancia de transferencia o admitancia serie “**Ys**” en las casillas “**Gs**” y “**Bs**”, después la susceptancia paralelo, este valor por lo general se da total, de tal forma que se divide entre dos y se introduce en la casilla “**Bp**”, se oprime el botón “**Capturar Valores**”. Los

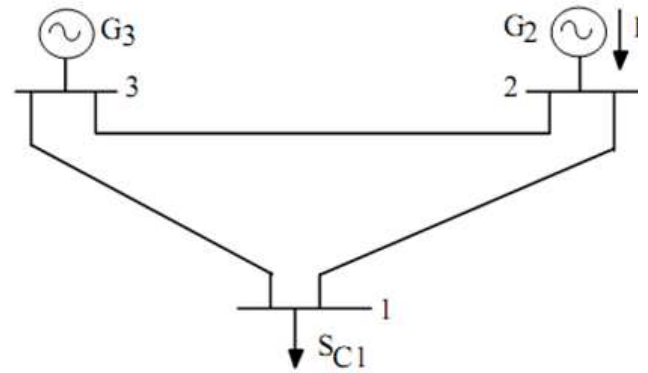


Fig. 3 Sistema de potencia de tres buses con red de transmisión.

TABLA I.
DATOS DE LA RED DE TRANSMISIÓN

Línea de transmisión, de bus a bus	Admitancia de transferencia Ys	Suceptancia paralelo Yp/2
1-2	2.5546-j19.4563	j.05
1-3	3.8325-j25.2502	j.06
2-3	5.5565-j19.8052	j.05

pasos anteriores descritos se realizan con las demás conexiones de la red de transmisión descritas en la tabla uno o hasta completar la topología de la red a modelar y por último se oprime el botón calcular matrices para que el resultado sea desplegado en las casillas “**Matriz Ybus**” y “**Matriz Zbus**”.

C. Ecuaciones

Las ecuaciones para la formulación de la matriz de admitancias Ybus de la fig. 1, se muestra en la siguiente ecuación: [1]

$$Y_{Bus} = \begin{bmatrix} 1 & (Y_c + Y_d + Y_f) & -Y_d & -Y_c & -Y_f \\ 2 & -Y_d & (Y_b + Y_d + Y_e) & -Y_b & -Y_c \\ 3 & -Y_c & -Y_b & (Y_a + Y_b + Y_c) & 0 \\ 4 & -Y_f & -Y_e & 0 & (Y_e + Y_f + Y_g) \end{bmatrix} \tag{1}$$

donde la admitancia de punto de operación Y11 de bus consta de la sumatoria de admitancias Yc, Yd y Yf conectadas en el bus uno, par la admitancia de punto de operación Y22 de bus consta de la sumatoria de admitancias Yb, Yd y Ye conectadas al bus dos y lo mismo se hace para los buses tres y cuatro. Mientras que la admitancia de transferencia o admitancia serie Y12 de bus se elige la admitancia que existe entre el bus uno y el bus dos y se multiplica por menos, y lo mismo se hace para las demás admitancias de transferencia de bus que están fuera de la diagonal hasta completar toda la topología de la red de

transmisión, y la matriz de admitancia Y_{bus} queda de la siguiente manera ver ecuación dos: [1]

$$Y_{Bus} = \begin{bmatrix} 1 & Y_{11} & -Y_{12} & -Y_{13} & -Y_{14} \\ 2 & -Y_{21} & Y_{22} & -Y_{23} & -Y_{24} \\ 3 & -Y_{31} & -Y_{32} & Y_{33} & -Y_{34} \\ 4 & -Y_{41} & -Y_{42} & -Y_{43} & Y_{44} \end{bmatrix} \quad (2)$$

al invertir Y_{bus} se obtiene la matriz de impedancias de bus la cual tiene la siguiente simetría ver ecuación tres: [1]

$$Z_{Bus} = Y_{Bus}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ 2 & Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} \\ 3 & Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ 4 & Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} \end{bmatrix} \quad (3)$$

C. Programación en archivo M-file de MARLAB para la determinación de la matriz de admitancias Y_{bus} e impedancias Z_{bus} .

% PROGRAMA PARA CALCULAR LA MATRIZ YBUS DE UNA RED TRANSMISION Y MATRIZ ZBUS

% DATOS DE LA RED:

```
%-----
% Nodo1 Nodo2 Gs Bs Bp
red = [
[ne aux] = size(red); % ne = número de elementos
nn = max( max( red(:,[1:2]) ) ); % nn = número de nodos
Y = zeros(nn,nn); % Y = matriz de admitancias
nodales (Ybus)
for r = 1 : ne,
Y( red(r,1) , red(r,1) ) = Y( red(r,1) , red(r,1) ) +
red(r,3)+j*red(r,4)+j*red(r,5);
Y( red(r,2) , red(r,2) ) = Y( red(r,2) , red(r,2) ) +
red(r,3)+j*red(r,4)+j*red(r,5);
Y( red(r,1) , red(r,2) ) = Y( red(r,1) , red(r,2) ) + (-1) * (
red(r,3)+j*red(r,4) );
Y( red(r,2) , red(r,1) ) = Y( red(r,2) , red(r,1) ) + (-1) * (
red(r,3)+j*red(r,4) );
end
Y
Z=inv(Y)

[2]
```

IV. CONCLUSIONES

A través de este software será mucho menos complicado el objeto de estudio del cálculo que se lleva a cabo para determinar

la matriz de admitancia Y_{bus} e impedancia Z_{bus} en un sistema eléctrico de potencia, ya que estos temas abarcan el capítulo VII y VIII del Libro Análisis de Sistemas de Potencia de John J. Grainger William D. Stevenson Jr. (1996), primer parcial de la materia de Sistemas Eléctricos de Potencia plan 2002, practica III del laboratorio de Sistemas Eléctricos de Potencia plan 2002, cuarto parcial de Sistemas Eléctricos de Potencia plan 2009 ya que en esta materia del plan 2009 solo se necesita obtener la matriz de admitancias Y_{bus} para el análisis de flujos de potencia.

El software cumple con el objetivo de reforzar los conocimientos adquiridos en las asignaturas mencionadas anteriormente, de tal modo que con este software optimiza más el tiempo de dedicatoria para estos temas importantes, dando como resultado una comprensión más precisa y dinámica para los alumnos en la carrera de Ingeniería Eléctrica plan 2002 e Ingeniería Electromecánica plan 2009.

No es necesario cambiar la programación del archivo M-File de MATLAB al momento de declarar los datos de la red con diferentes simetrías en la interfaz gráfica, ya que este mismo determina la simetría de cualquier red que se le pueda asignar, solo basta con teclear los datos de la red repetidamente pulsando el “push button Capturar Valores” y finalmente pulsar el “push button Calcular Matrices” para obtener resultados deseados por el usuario.

RECONOCIMIENTOS

Al Ing. Guillermo Gómez García quien desarrollo el tema “Cálculo en redes de transmisión para la determinación de matriz de admitancias Y_{bus} e impedancias Z_{bus} utilizando GUIDE de MATLAB”, M. C. José Édgar Valenzuela Osuna quien impartió asesorías al Ing. Guillermo Gómez García para el desarrollo de interfaz gráfica GUIDE de MATLAB, Dr. Armando Ambrosio López quien con su participación y apoyo se cuenta con el “Programa para calcular la matriz Y_{bus} de una red de transmisión y matriz Z_{bus} , Dr. Jesús Héctor Hernández López quien impartió asesorías en la determinación de la matriz de admitancias Y_{bus} e impedancias Z_{bus} analíticamente, Ing. Miguel Ángel Cedano B. quien impartió clases en el semestre Enero-Mayo 2012 en la materia de sistemas eléctricos de potencia y laboratorio de sistemas eléctricos de potencia plan 2002.

REFERENCIAS

- [1] Análisis de Sistemas de Potencia de John J. Grainger William D. Stevenson Jr. (1996)
- [2] Laboratorio de Sistemas Eléctricos de Potencia practica III determinación de la matriz de admitancias (Y_{bus}) e impedancias (Z_{bus}) impartido por Ing. Miguel Ángel. Cesano B.
- [3] Introducción a MATLAB por Julio Benítez López y José Luis Hueso Pagoaga <http://personales.upv.es/jbenitez/data/matlab.pdf>
- [4] Wikipedia. 2013. Matriz de adjuntos. Ver http://es.wikipedia.org/wiki/Matriz_de_adjuntos
- [5] Diego Orlando Barragán Guerrero. Manual de interfaz gráfica de usuario en MATLAB

- [6] Javier García de Jalón, José Ignacio Rodríguez, Alfonso Brazález. Manual “aprenda MATLAB como si estuviera en primero”
- [7] Asesorías de interfaz gráfica GUIDE de MATLAB impartido por Mc. José Édgar Valenzuela Osuna
- [8] Wikipedia. 2013. Admitancia. Ver <http://es.wikipedia.org/wiki/Admitancia>

Guillermo Gómez García nació en la ciudad de Los Mochis Sinaloa México el 27 de Diciembre de 1988, curso la escuela primaria General Antonio Rosales en donde obtuvo el nivel básico escolar en la ciudad de Los Mochis Sinaloa México en el Junio de 2001, curso la escuela secundaria técnica número 3 Manuel Romero Camacho en la ciudad de Los Mochis Sinaloa México en donde obtuvo el grado de técnico electricista en Junio de 2004, curso la escuela preparatoria Mochis en la ciudad de Los Mochis Sinaloa México por medio de la Universidad Autónoma de Sinaloa (UAS) en donde obtuvo el certificado de químico biólogo en Junio de 2007, asistió al centro de estudios de idiomas (CEI) por medio de la Universidad Autónoma de Sinaloa (UAS) y obtuvo el grado de nivel básico de inglés en Los Mochis Sinaloa México en Diciembre de 2006, curso sus estudios profesionales en el Instituto Tecnológico de Sonora (ITSON) en donde obtuvo el grado de Ingeniero Electricista en ciudad Obregón Sonora México en Junio de 2013.

Él ha colaborado en la creación de programa de ahorro de energía en Chevrolet Cajeme Motors por medio de prácticas profesionales I, realizo prácticas profesionales en Centro de Asistencia Técnica en energía Eléctrica (CATE) por medio de Instituto Tecnológico de Sonora en prácticas profesionales II, trabaja ciudad Obregón Sonora México, interesado en la rama de sistemas generación y transmisión de energía eléctrica.

Ingeniero Gómez obtuvo el reconocimiento como estudiante distinguido al obtener el premio de CENEVAL al desempeño de satisfactorio EGE-IEL Noviembre de 2012.

Compensador Estático de Potencia Reactiva para la Corrección del Factor de Potencia Utilizando Interruptores Bidireccionales

González S. Omar, Pérez R. Javier, Beristáin J. José A. y Hernández L. Jesús H.

Resumen— En el siguiente trabajo se implementa al compensador estático de potencia reactiva (SVC) para corregir el factor de potencia en una aplicación de baja escala. Se realiza la simulación y posterior construcción física del mismo. Se ha implementado con interruptores bidireccionales basados en dos transistores MOSFET en anti serie, utilizando una configuración binaria de cargas capacitivas y empleando la transformada DQ monofásica, específicamente la componente Q para determinar el número de cargas a conectar.

Se hace una comparación entre sistemas fijos, con 3 interruptores y con 4 interruptores. La construcción física se basa en uno con 4 interruptores y escalado en potencia a 200 kVA.

Palabras clave— SVC, Compensación de factor de potencia, Interruptores bidireccionales, Transformada DQ monofásica

I. INTRODUCCIÓN

Actualmente la electrónica de potencia es una de las áreas más utilizadas en la calidad de la energía, puesto que se cuenta con las herramientas para medir y corregir los parámetros necesarios para una buena utilización de la energía eléctrica. Este artículo se centra específicamente en la corrección del factor de potencia, que como se sabe es un problema común debido a las cargas inductivas y cargas no lineales en el sistema.

Los FACTS (*Flexible Alternating Current Transmission System* por sus siglas en inglés) son sistemas basados en electrónica de potencia y otros elementos estáticos que proveen de control a uno o más parámetros en un sistema de transmisión de corriente alterna; esto para aumentar la controlabilidad del sistema y mejorar la capacidad de transferencia [1].

La compensación se puede dar en serie o en paralelo (*Shunt*) [5]; los SVC (*Static VAR Compensators*) caen dentro de esta última, puesto que trabaja en paralelo a la carga [2].

Un SVC se encarga de estar midiendo el ángulo de potencia de la red y ver si se atrasa o se adelanta, con base a estos datos se conectan los reactores o capacitores necesarios para brindar la potencia reactiva que demande la carga. Puede contar con

diferentes bancos como lo son los Reactores Conectados por Tiristor (TCR) o los Capacitores Conmutados por Tiristor (TSC). También puede haber baterías conmutadas mecánicamente e incluso baterías fijas [2-3].

En este trabajo se implementa un TSC (véase figura 1) para la corrección del factor de potencia atrasado [6,8] causado por cargas inductivas como los motores de inducción en la industria. La finalidad es crear a un prototipo que permita utilizar los beneficios de un sistema SVC, que es un dispositivo de transmisión, en la industria.

Para lograrlo se utiliza la topología de interruptores bidireccionales basados en dos transistores en anti-serie como se muestra en la figura 2. La principal ventaja que ofrece esta conexión es que se puede lograr el encendido y el apagado de la rama en cualquier instante de tiempo, caso contrario a los tiristores como el SCR y el TRIAC, en los cuales la desconexión depende de la señal que pasa a través de ellos; no es hasta que la señal alterna de corriente cruza por cero, cuando éstos se apagan.

Esta topología se está implementando con transistores MOSFET que ya cuentan con un diodo en anti-paralelo [9] y esto minimiza el espacio de placa.

El contenido del artículo es el siguiente: en la siguiente sección se habla acerca de la descripción y el funcionamiento del SVC. En la sección III se presenta la propuesta de mejoras al SVC. Los resultados de simulación se muestran en la sección IV. El prototipo experimental se describe en la sección V. Finalmente se emiten las conclusiones.

II. DESCRIPCIÓN Y FUNCIONAMIENTO DEL SVC

En la figura 1 se presenta el esquema general del SVC. Consta de un banco de capacitores conectados a través de interruptores bidireccionales a la red eléctrica. También cuenta con sensores de voltaje y de corriente y un sistema de adecuación y control.

El principio de funcionamiento es el siguiente: A partir de la medición del voltaje y la corriente se calcula la potencia reactiva que la carga demanda a la red. El sistema de control toma la decisión de que capacitores se deben de conectar para cumplir con la compensación de esa potencia reactiva.

Manuscrito recibido el 4 de Octubre de 2013. Este trabajo fue respaldado por el departamento de Ing. Eléctrica y Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora.

Omar González S. hasta la fecha se ha desempeñado como estudiante de Ingeniería en Electrónica en el Instituto Tecnológico de Sonora. Instituto Tecnológico de Sonora; Ave. Antonio Caso S/N Col. Villa ITSON; Ciudad Obregón, Sonora, México; C.P. 85138; C.P. 85130; Cel: (644) 4079083 (e-mail omargs91@gmail.com).

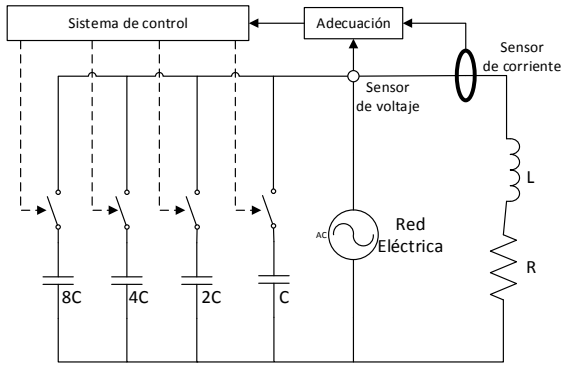


Fig. 1 Composición general del sistema.

La figura 1 muestra un SVC que únicamente compensa factor de potencia atrasado. Es decir, sólo se basa en un bloque TSC. La conexión de los capacitores se hace con interruptores basados en tiristores.

III. PROPUESTA DE MEJORA AL SVC

Los interruptores bidireccionales son topologías de elementos semiconductores que permiten realizar, hasta cierto punto, la misma función que un interruptor mecánico normal, en corriente alterna. Existen diferentes topologías, en este caso se utiliza la configuración de dos transistores en anti-serie.

En la figura 2 se muestra la topología de interruptor bidireccional utilizada. Se puede ver que las compuertas en ambos transistores están interconectadas a un punto común, esto quiere decir que Q_1 y Q_2 encienden simultáneamente. Al hacer pasar una corriente alterna entre las terminales A y B, en el semiciclo positivo de la senoidal el transistor Q_1 y el diodo D_2 deberán conducir dicha intensidad. En el semiciclo negativo la corriente fluye a través de Q_2 y D_1 . Esta topología tiene la capacidad de activar o desactivar el interruptor en el momento que se desee sin la necesidad de esperar al cruce por cero como normalmente sucede con los tiristores [9].

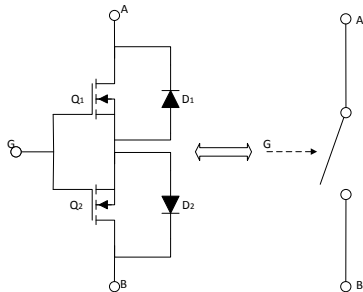


Fig. 2 Transistores en anti-serie formando un interruptor bidireccional.

Se propone que el banco de capacitores se separe en valores de capacitancia distribuidos en potencias de 2; es decir C, 2C, 4C, 8C, etc. Con esto se garantiza tener una amplia gama de posibles valores de compensación.

Para obtener la potencia reactiva se propone utilizar la transformada DQ monofásica.

La transformada DQ monofásica se muestra en la ecuación 1 y se observa que la matriz resultante contiene una magnitud asociada con la componente de potencia activa (i_d) y otra magnitud para la potencia reactiva (i_q). En este caso interesa medir la potencia reactiva que consume la carga inductiva, por lo que esta magnitud será fundamental para el control [4,7].

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \omega t & \cos \omega t \\ -\cos \omega t & \sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_R \\ i_i \end{bmatrix} \quad (1)$$

Dónde i_R es la señal de referencia e i_i es la señal i_R retardada 90° .

IV. RESULTADOS EN SIMULACIÓN

El SVC se dimensionó para una potencia de 150 kVAr donde se utilizaron 4 interruptores y las capacitancias quedan repartidas en los siguientes valores: 10 kVAr, 20 kVAr, 40 kVAr y 80 kVAr, los cuales corresponden a: $548\mu\text{F}$, 1.096 mF, 2.192 mF y 4.384 mF respectivamente donde el voltaje de red es de 220 V. Con lo anterior se logra que la resolución del sistema sea de ± 5 kVAr. Para la simulación se llevó a cabo una variación de carga reactiva de 0 a 150 kVAr para observar el comportamiento del sistema y se verificó que realmente se tiene la capacidad de compensación. La simulación se llevó a cabo en el paquete computacional PSIM[®]. En la figura 3 se muestra el circuito utilizado.

Los resultados de simulación para un caso específico se presentan en la figura 4. Para apreciar la funcionalidad del SVC la simulación se divide en dos intervalos de tiempo, de 0 a $t_{acción}$ el SVC no se encuentra en funcionamiento, después de ese tiempo se lleva a cabo la compensación.

Se observa que antes de $t_{acción}$ la potencia reactiva demandada a la red es de 84 kVAr, la corriente se desfasa 60.6068° y por ende el factor de potencia es de 0.4908. A partir de $t_{acción}$ se observa cómo se lleva a cabo la compensación obteniendo un factor de potencia de 0.999, la potencia reactiva demandada a la red es cercana a 0 y la corriente se encuentra prácticamente en fase con la red. Sin embargo, debido a que la resolución es de ± 5 kVAr la potencia reactiva no llega a cero y en este caso son 4 kVAr sin compensar.

Otra prueba que se hizo fue llevar el proceso de consumo-compensación desde cero hasta la potencia reactiva nominal que son los 150 kVAr para lo que está diseñado el banco. La carga resistiva en el sistema mostrado en la figura 3 sirve para simular una carga activa cualesquiera de un sistema y ver cómo el agregar reactivos a la red cambia los parámetros. En la tabla I se muestran algunos resultados obtenidos en la simulación.

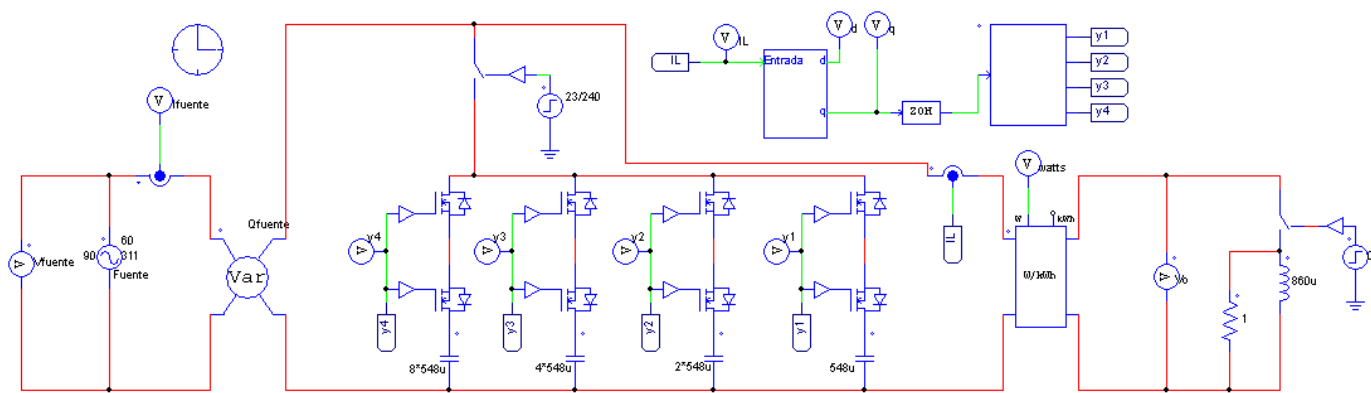


Fig. 3 Implementación en PSIM.

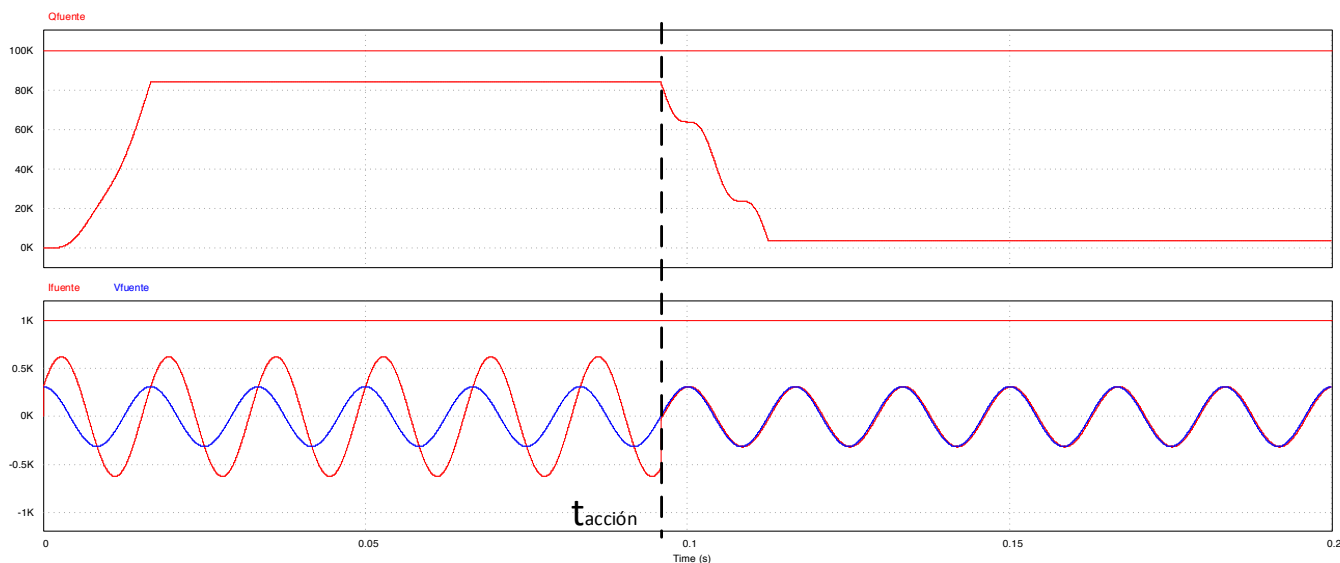


Fig. 4 Compensación en el tiempo del factor de potencia.

TABLA I.
VALORES DE FACTOR DE POTENCIA PARA DIFERENTES CARGAS CON 4 INTERRUPTORES.

Carga reactiva (kVAr)	Inductancia asociada	Factor de potencia sin compensar	Factor de potencia compensado
0	Infinita	1	1
15	8.558 mH	0.952	0.995
30	4.279 mH	0.857	0.999
45	2.852 mH	0.724	0.995
60	2.139 mH	0.622	0.999
75	1.711 mH	0.511	0.995
90	1.426 mH	0.455	0.999
105	1.222 mH	0.419	0.995
120	1.069 mH	0.390	0.999
135	950.999 uH	0.344	0.995
150	860 uH	0.342	0.999

valor muy alto, prácticamente unitario. De manera gráfica se observa el comportamiento del FP con respecto a la carga reactiva en la figura 5.

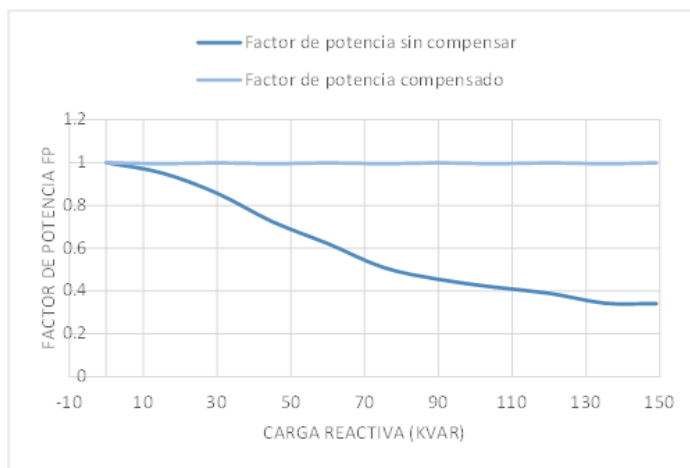


Fig. 5 Comparación de factor de potencia con el sistema y sin el sistema según la carga aplicada

De los resultados presentados en la tabla I se observa que pese a la carga reactiva que se conecte al sistema, estando dentro de los límites el factor de potencia se mantiene siempre en un

Con la finalidad de observar el comportamiento ante un cambio de resolución se simuló una topología con menor resolución utilizando 3 bits. Donde la resolución es de ± 10.71 kVAr, con bancos de 21.42 kVAr, 42.84 kVAr y 85.68 kVAr correspondientes a: 6mF, 3mF y 1.5mF respectivamente.

En la tabla II se presentan los resultados obtenidos para una variación de la carga reactiva de 0 a 150kVAr.

TABLA II.
VALORES DE FACTOR DE POTENCIA PARA DIFERENTES CARGAS
CON 4 INTERRUPTORES.

Carga reactiva (kVAr)	Inductancia asociada	Factor de potencia sin compensar	Factor de potencia compensado
0	Infinito	1	1
15	8.558 mH	0.954	0.992
30	4.279 mH	0.84	0.983
45	2.852 mH	0.729	0.998
60	2.139 mH	0.605	0.996
75	1.711 mH	0.516	0.978
90	1.426 mH	0.467	0.995
105	1.222 mH	0.403	0.999
120	1.069 mH	0.362	0.986
135	950.999 μ H	0.337	0.989
150	860 μ H	0.3	0.999

En la figura 6 se observa la interpretación gráfica de la tabla II. Aun con una resolución menor, el sistema es capaz de mantener el factor de potencia arriba del 0.9.

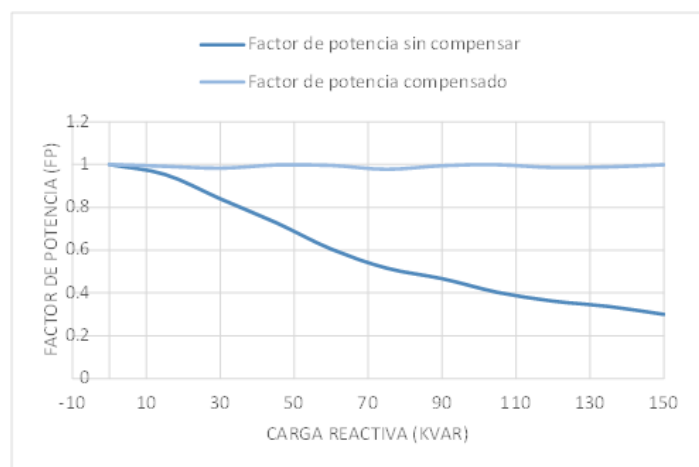


Fig. 6 Factor de potencia compensado con banco de 3 bits.

Una última prueba se hizo empleando una compensación por banco fijo diseñado a la máxima carga. Se observa que el principal problema es que al tener una carga pequeña el factor de potencia se adelanta debido al exceso de reactivos capacitivos. Un problema que con el algoritmo del SVC se elimina dado que solo se van conectando las capacitancias necesarias y al momento de bajar la carga inductiva, se desconectan las capacitancias que no se ocupan. La figura 7 muestra claramente el comportamiento de una compensación fija.

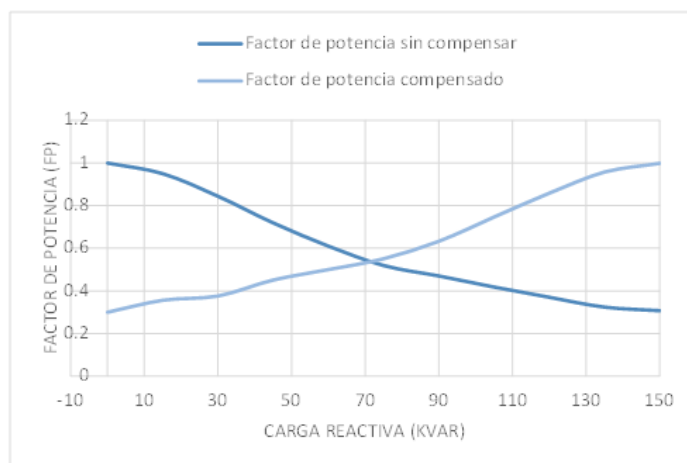


Fig. 7 Comparación de factor de potencia con compensación por banco fijo diseñado para máxima carga reactiva.

V. IMPLEMENTACIÓN PRÁCTICA DE UN PROTOTIPO A ESCALA

En la figura 9 se muestra a detalle el prototipo del sistema completo SVC escalado a 200 VAr conectados a la red de 127 V. El algoritmo de control se implementó en un DSP (*Digital Signal Processor*) modelo TMS320F28335. Los elementos del sistema según su numeración en la figura 9 son:

1. Carga reactiva inductiva.
2. Sensores de voltaje y corriente.
3. Tarjeta de adecuación para el DSP.
4. Tarjeta de desarrollo basada en DSP.
5. Tarjeta de 4 interruptores bidireccionales.
6. Banco de capacitores distribuido en forma binaria.

La carga reactiva es un banco de inductores variables a través de selectores. Se utiliza el sensor de corriente TAMURA L08P050D15. El sensor de voltaje está basado en el circuito integrado HCPL-7800A. Puesto que los rangos de voltaje de entrada al DSP son de 0 a 3.1V las señales de corriente y de voltaje se atenúan y se montan en un nivel de cd y para ello se construyó una tarjeta de adecuación. Además la tarjeta de adecuación cuenta con un circuito de saturación cuando los niveles de voltaje exceden los límites a los cuales puede trabajar el canal analógico del DSP.

Se utilizó el DSC TMS320F28335 por contar con las siguientes características: unidades de punto flotante de 32 bits, velocidad de 150 MHz, convertidor Analógico/Digital de 12 bits con 16 entradas, y lo más importante, ser un sistema completo que permite hacer implementaciones rápidas sin enfocarse mucho en el hardware.

El algoritmo de control implementado en el DSP se muestra en la figura 9 comienza con un filtro digital FIR aplicado a ambas señales de entrada, voltaje y corriente, para la eliminación de ruido. Se toma como señal de referencia el voltaje de la línea, la cual equivale al $\cos\omega t$ en la ecuación 1. La corriente sensada equivale a la i_R de la ecuación 1. La i_i se obtiene retrasando 90° la

señal i_R . Con esto se lleva a cabo la transformada DQ. Finalmente con el resultado i_q se consigue la potencia reactiva y se elige alguna de las combinaciones de interruptores según lo dispuesto en la tabla III.

Los interruptores bidireccionales se implementan con MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor*) para hacer la conexión de los capacitores a la red. En una escala real se utilizarían IGBTs (*Insulated-Gate Bipolar Transistor*) para realizar dicha conexión.



Fig. 8 Implementación física del SVC.

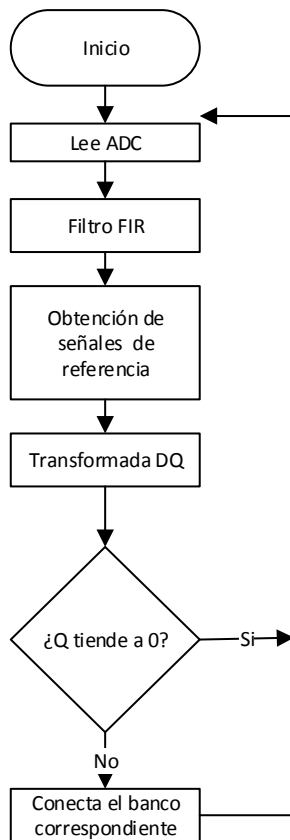


Fig. 9 Algoritmo de control empleado.

TABLA III.
COMBINACIONES DE 4 INTERRUPTORES PARA UN RANGO DE 0 A 200 VAR

Rango en VAR	Combinación de Interruptores
0 a 6.65	0000
6.65 a 19.95	0001
19.95 a 33.25	0010
33.25 a 46.55	0011
46.55 a 59.85	0100
59.85 a 73.15	0101
73.15 a 86.45	0110
86.45 a 99.75	0111
99.75 a 113.05	1000
113.05 a 126.53	1001
126.53 a 139.65	1010
139.65 a 152.95	1011
152.95 a 166.25	1100
166.25 a 179.55	1101
179.55 a 192.85	1110
192.85 a 200	1111

Según la comparación se accionará la combinación binaria de interruptores que más se acerquen al valor de potencia reactiva que se desea compensar.

En la tabla IV que se muestra a continuación se presentan los resultados obtenidos experimentalmente.

TABLA IV.
RESULTADOS EXPERIMENTALES.

Carga Reactiva (kVAR)	Inductancia asociada	Factor de potencia sin compensar	Factor de potencia compensado
6.68	6.40 H	0.30	0.92
13.36	3.20H	0.28	0.95
26.73	1.60H	0.25	0.93
53.47	0.80H	0.26	0.94
80.20	0.53H	0.23	0.97
106.95	0.40H	0.22	0.95
113.63	0.37H	0.25	0.95
120.31	0.35H	0.22	0.98
133.68	0.32H	0.31	0.91
160.42	0.26H	0.24	0.96
213.9	0.20H	0.26	0.97

Con base a los datos mostrados en la tabla IV se demuestra que físicamente es posible escalar el SVC para la corrección del factor de potencia. Los resultados, como se ve en la última columna, favorecen a la topología como una opción para solucionar este problema de consumo de energía eléctrica. En la

figura 10 se observan los datos de una manera gráfica y se puede cuantizar la compensación de una manera clara.

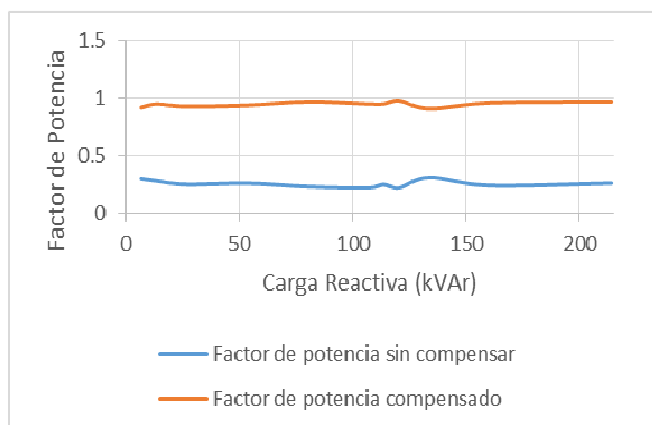


Fig. 10 Gráfica de resultados experimentales.

VI. CONCLUSIONES

Este artículo presenta una breve descripción, la simulación y la implementación de un SVC utilizándolo para la corrección de factor de potencia.

Tanto las simulaciones como los resultados obtenidos prácticamente demuestran que el SVC, normalmente utilizado en etapas de transmisión de energía, puede ser usado como compensador de potencia reactiva en menor escala. Se puede ver que dividiendo el banco en una disposición binaria y haciendo un algoritmo de control sencillo se puede cumplir con el objetivo, incluso cuando se tiene una baja resolución. Con el SVC es posible mantener un factor de potencia estable y cercano a la unidad puesto que al tratarse de un sistema dinámico se puede conectar sin correr el riesgo de exceder la compensación y terminar con un factor de potencia adelantado.

Es de importancia haberlo llevado a condiciones reales para analizar las discrepancias entre las simulaciones y realidad.

APÉNDICE

```

LEE_ADC();
seno[j]=vredf2;
coseno[j]=seno[a];
Irec=vf2;
Irec_retaux[j]=Irec;
Irec_ret[j]=-Irec_retaux[a];
/*Ya que se tiene el seno, el coseno y el retardo de un
cuarto de ciclo en la señal original, se calcula la
transformada DQ monofásica de la corriente del
rectificador*/
IrecD=seno[j]*Irec - coseno[j]*Irec_ret[j];
IrecQ=coseno[j]*Irec + seno[j]*Irec_ret[j];

ID= (a1*IrecQ-b*IrecD)/(-(a1*a1+b*b));
IQ= (a1*IrecD+b*IrecQ)/(a1*a1+b*b);

```

Fig. 11 Código en C para la transformada DQ.

```

//Selección de interruptores
#include <math.h>

float Q;
Q=(169*x1)/2;//Q es la potencia reactiva en VAR
// (Ipico*Vpico) / 2

if(Q>0 && Q<6.65)
    {y4=0; y3=0; y2=0; y1=0;}
if(Q>6.65 && Q<19.95)
    {y4=0; y3=0; y2=0; y1=1;}
if(Q>19.95 && Q<33.25)
    {y4=0; y3=0; y2=1; y1=0;}
if(Q>33.25 && Q<46.55)
    {y4=0; y3=0; y2=1; y1=1;}
if(Q>46.55 && Q<59.85)
    {y4=0; y3=1; y2=0; y1=0;}
if(Q>59.85 && Q<73.15)
    {y4=0; y3=1; y2=0; y1=1;}
if(Q>73.15 && Q<86.45)
    {y4=0; y3=1; y2=1; y1=0;}
if(Q>86.45 && Q<99.75)
    {y4=0; y3=1; y2=1; y1=1;}
if(Q>99.75 && Q<113.05)
    {y4=1; y3=0; y2=0; y1=0;}
if(Q>113.05 && Q<126.53)
    {y4=1; y3=0; y2=0; y1=1;}
if(Q>126.53 && Q<139.65)
    {y4=1; y3=0; y2=1; y1=0;}
if(Q>139.65 && Q<152.95)
    {y4=1; y3=0; y2=1; y1=1;}
if(Q>152.95 && Q<166.25)
    {y4=1; y3=1; y2=0; y1=0;}
if(Q>166.25 && Q<179.55)
    {y4=1; y3=1; y2=0; y1=1;}
if(Q>179.55 && Q<192.85)
    {y4=1; y3=1; y2=1; y1=0;}
if(Q>192.85 && Q<200)
    {y4=1; y3=1; y2=1; y1=1;}

```

Fig. 12 Código en C para la selección y conexión de capacitores.

REFERENCIAS

- [1] Narain G. Hingorani, Laszlo Gyugyi "Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems", Wiley-IEEE Press, Diciembre 1999.
- [2] C. J. Carrillo G. y J. Cidrás P., "Compensadores estáticos de potencia reactiva", Vigo, 2003 pp. 20-26
- [3] ABB, "SVC, Static Var Compensator An insurance for improved grid system stability and reliability", 2010, pp 5.
- [4] Akagi, Hirofumi. and Watanabe, Edson H. and Aredes, Mauricio, "Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning", 1st ed., Piscataway: IEEE Press, 2007.
- [5] Pavlos S. Georgilakis and Peter G. Vernados "Flexible AC Transmission System Controllers: An Evaluation", Trans Tech Publications, 2011.
- [6] Sameh K.M. Kodsí, Claudio A. Cañizares, Mehrdad Kazerani, "Reactive current control through SVC for load power factor correction", University of Waterloo, Department of Electrical & Computer Engineering, 2006.
- [7] Shuangjian Peng, An Luo, Yandong Chen, and Zhipeng Lv "Dual-Loop Power Control for Single-Phase Grid-Connected Converters with LCL Filter", College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, July 2011.
- [8] C. K. Alexander y M. Sadiku., "Fundamentos de circuitos eléctricos" McGRAW-HILL. 3ª edición. 2006.

- [9] Fairchild Semiconductors "*Understanding Modern Power MOSFETs*", Fairchild Power Seminar, 2006.

Omar González S. Nació en Guasave, Sinaloa, México el 31 de diciembre de 1992. A la fecha cursa el séptimo semestre de Ingeniería en Electrónica en el Instituto Tecnológico de Sonora.

Él ha trabajado de diferentes proyectos relacionados con la electrónica de potencia en el Instituto Tecnológico de Sonora. Su interés se enfoca en sistemas de transmisión de energía.

Ing. González Rama estudiantil IEEE del Instituto Tecnológico de Sonora, Presidencia de Sociedad de Alumnos de Ingeniería en Electrónica.

Javier P. Ramírez. 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 y el grado de Doctor en Ingeniería Eléctrica en la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, en San Luis Potosí.

Del 2000 a la fecha labora como profesor de tiempo completo en el Instituto Tecnológico de Sonora, en Ciudad Obregón, Sonora, México. Sus áreas de interés son: control automático y electrónica de potencia.

Beristáin J. José A. Estudió la carrera de Ingeniero en Electrónica en el Instituto Tecnológico de Orizaba, la maestría en ciencias en el centro nacional de investigación y desarrollo tecnológico y el Doctorado en ingeniería electrónica en la Universidad Politécnica de Cataluña.

El Dr. Beristáin está adscrito al departamento de ingeniería eléctrica y electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora desde agosto de 1998 hasta la actualidad, sus líneas de investigación están enfocadas en aplicación de la electrónica de potencia al uso de fuentes de energía renovable y calidad de la energía eléctrica.

Jesús H. Hernandez L. Obtuvo el título de Ingeniero Electricista en el Instituto Tecnológico de Sonora, el grado de Maestro en Ciencias y de Doctor en el Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional.

Actualmente es vicerrector académico del Instituto Tecnológico de Sonora. Su línea de investigación es calidad de la energía.

Propuesta de una Estrategia de Modulación para un Inversor Multinivel en Cascada Asimétrico

Beristáin J. José A., Pérez R. Javier, Urquijo R. Francisco R. y Hernández L. Jesús H.

Resumen — En este artículo se propone una técnica de modulación para inversores multinivel monofásico conectados en cascada, la cual combina las técnicas en escalera y modulación por anchura de pulso. La estrategia propuesta se aplica de manera general tanto a convertidores binarios como trinarios y para cualquier número de celdas. En esta técnica, la celda de menor voltaje es la única que utiliza modulación por anchura de pulso y el resto operan a baja frecuencia, con lo cual se logra recorrer el contenido armónico del voltaje de salida $2N$ veces la frecuencia de conmutación, donde N es el número de celdas conectadas en cascada. Se presentan resultados experimentales con un prototipo de tres celdas, donde la técnica de conmutación es desarrollada en un FPGA.

Palabras clave — convertidor asimétrico binario, convertidor asimétrico trinario, convertidor simétrico.

I. INTRODUCCIÓN

Los inversores han sido utilizados ampliamente en la industria en diferentes aplicaciones, ya sea en el control de velocidad de motores de ca [1] o para conectar paneles fotovoltaicos a la red de suministro eléctrico [2]-[4], donde el inversor transforma la potencia de cd a potencia en ca, la cual utilizan la mayoría de los aparatos eléctricos.

Típicamente un inversor monofásico se conforma de un puente de cuatro transistores llamado puente H o celda. El inversor cuenta con dos terminales de entrada donde se conecta la fuente de cd (denominado bus de cd) y otro par de terminales se utilizan para la salida de ca (conocido como bus de ca). La secuencia de encendido y apagado de cada transistor se le llama técnica de conmutación o de modulación. Aun cuando el convertidor de una sola celda es ampliamente utilizado, tiene la desventaja de producir armónicos de voltaje que a su vez producen armónicos de corriente; esto se debe a que la forma de onda del voltaje de salida tiene una forma rectangular. Esta desventaja se minimiza agregando un filtro pasa altas en el bus ca, de tal forma que a la salida se tenga una forma de onda sinusoidal, lo cual es lo deseable en cualquier inversor.

Por otro lado, cuando se requiere manejar potencias más elevadas se utilizan dispositivos de mayor capacidad; pero el costo de los transistores se eleva de forma exponencial respecto de la cantidad de potencia que se desea manejar. Debido a esto, en la última década surgieron los convertidores multinivel, los cuales utilizan transistores de baja potencia conectados en serie, con lo cual se puede manejar potencias altas con dispositivos de bajo costo. Aunado a lo anterior, si se tiene una técnica adecuada de conmutación [5], [8], [9], [11], [14]-[16], estos convertidores pueden lograr una forma de onda voltaje cuasi sinusoidal; es decir, con bajo contenido armónico [8], lo que hace que también se reduzca el costo del filtro de salida o en determinado momento prescindir de dicho filtro.

Dentro de las topologías de convertidores multinivel, las más representativas son: 1) convertidor con diodos de enclavamiento; 2) convertidor con capacitores flotantes y 3) convertidor con celdas (puentes H) en cascada. La tercera topología tiene la ventaja sobre la primera de no requerir diodos de enclavamiento ni de un número elevado de capacitores como la segunda, en términos generales utiliza menos componentes y su modularidad la hace de fácil construcción y de fácil expansión [6], [11], [18], [22]. Pero sobre todo, su principal ventaja radica en que no se presentan problemas de regulación por divisor capacitivo como en las dos primeras [18]. Sin embargo, tiene la desventaja de necesitar fuentes separadas por cada puente H [6]. Es importante mencionar que en un futuro se piensa utilizar los resultados de este proyecto en la aplicación de paneles solares, donde de forma natural se tiene que cada panel es una fuente separada, por lo cual, para esta aplicación la desventaja antes mencionada no representa una limitante. Este trabajo de investigación se centra en la topología de celdas en cascada debido a las ventajas antes mencionadas.

En la topología de celdas en cascada, los voltajes en los buses de cd pueden ser iguales o pueden seguir una secuencia progresiva, en múltiplos de dos o de tres entre cada par de celdas consecutivas. En el caso de que los voltajes sean iguales se le conoce como convertidor simétrico. Cuando los voltajes de cd siguen una secuencia progresiva en múltiplos de dos, se le conoce como convertidor asimétrico binario. Para el caso en que los buses de cd siguen una secuencia progresiva de tres, al convertidor se le conoce como asimétrico trinario [14]. Los convertidores asimétricos también son conocidos como convertidores híbridos, estos pueden usar diferentes dispositivos de conmutación para cada celda; por ejemplo, unas celdas pueden estar constituidas por dispositivos de alta potencia como GTO (tiristores de encendido y apagado por compuerta), mientras que otras pueden estar conformadas por dispositivos de media y baja

Manuscrito recibido 27 de septiembre de 2013. Este trabajo fue respaldado por el departamento de Ing. Eléctrica y Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora. Beristáin J. José A., Pérez R. Javier, y Hernández L. Jesús H., actualmente laboran en el Instituto Tecnológico de Sonora. Antonio Caso s/n, col. Villa ITSON, Ciudad Obregón, Sonora, México, C.P. 85136, Tel. 4109000 ext. 1780, email, bantonio@itson.mx, jperez@itson.mx y jesus.hernandez@itson.edu.mx.

Francisco R. Urquijo R. hasta la fecha se ha desempeñado como técnico especialista de la brigada electromecánica de la Subjefatura de Conservación del Distrito de Riego 041 Rio Yaqui, en Comisión Nacional del Agua en Sonora; Miguel Hidalgo esquina con Sinaloa No. 611, colonia Centro, Ciudad Obregón Sonora, México, C.P. 85000, Tel. (644) 4106920, ext. 1467, e-mail, francisco.urquijo@conagua.gob.mx.

potencia como IGBT (transistores de unión bipolar de compuerta aislada). Respecto de los convertidores simétricos, los asimétricos tienen las siguientes ventajas: reducen la cantidad de conmutaciones y utilizan de forma más efectiva, tanto la velocidad natural de conmutación como las características de bloqueo de voltaje de los diferentes dispositivos de potencia que se estén usando. También, los convertidores asimétricos reducen la necesidad de un número elevado de celdas, ya que con menos celdas en cascada, y con una adecuada técnica de conmutación, se puede lograr el mismo número de niveles en el voltaje de salida que su correspondiente versión simétrica [9], [10], [12], [13]. Por lo anterior este trabajo se centra en los convertidores híbridos de celdas en cascada.

La problemática que se aborda es encontrar una técnica de conmutación adecuada para convertidores híbridos donde las celdas que manejan mayor potencia conmuten a menor frecuencia y las de menor potencia puedan conmutar a frecuencia elevadas, de tal manera que en conjunto se tenga un voltaje de salida cuasi-sinusoidal con las menores pérdidas en el sistema.

Por un lado existen técnicas donde todas las celdas conmutan a baja frecuencia (modulación en escalera), pero normalmente generan armónicos a baja frecuencia [16], [19], los cuales no son deseables; por otro lado, existen técnicas para evitar los armónicos a baja frecuencia, las cuales hacen que todas las celdas conmuten a alta frecuencia (modulación por ancho de pulso) [8], [21]; sin embargo, las pérdidas en las celdas de mayor voltaje se incrementan. En [16] ya se presenta una técnica híbrida donde una celda conmuta a baja frecuencia y otra a alta frecuencia; sin embargo, sólo trabaja para un convertidor de dos celdas en configuración binaria. El objetivo de este trabajo es proponer una técnica de modulación híbrida que permita eliminar armónicos de baja frecuencia en convertidores multinivel asimétricos en cascada, que sirva tanto para convertidores binarios como trinarios, sin importar el número de celdas. Esto se hará a partir de las técnicas ya existentes, además se utilizará el paquete de simulación PSIM[®] para el análisis de dicha técnica.

El artículo está organizado de la siguiente forma: en la siguiente sección se presenta el convertidor de celdas en cascada, donde se muestra el número de niveles que se pueden lograr en el voltaje de salida de ca, en las versiones: simétrica, binaria y trinaria. En la sección III se presenta la propuesta de técnica de modulación. La sección IV muestra los resultados basados en el prototipo experimental de tres celdas. Finalmente se emiten las conclusiones.

II. PRINCIPIO DE OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR MULTINIVEL EN CASCADA

Un inversor multinivel está formado por N inversores conectados en cascada como se puede ver en la figura 1. Este inversor convierte una señal de voltaje de corriente directa en una señal escalonada de corriente alterna donde el número de escalones depende del número de celdas y de la estrategia de conmutación utilizada.

Cada celda mostrada en la figura 1 está formada por un inversor de fuente de voltaje en configuración puente H, el cual cuenta con cuatro transistores como se muestra en la figura 2.

De forma individual el puente H también conocido como celda, mostrado en la figura 2, puede proporcionar tres niveles de voltaje a la salida del inversor: V_{cdj} , 0 y $-V_{cdj}$. Ya que las celdas están conectadas en cascada cada nivel de voltaje generado a la salida se obtiene por la suma individual del voltaje de cada celda.

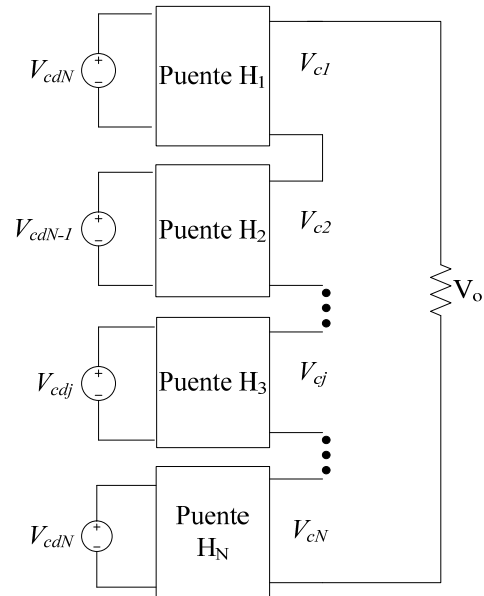


Fig. 1 Diagrama a bloques del inversor monofásico.

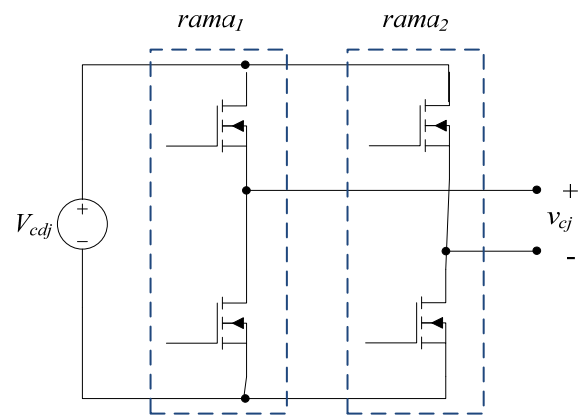


Fig. 2 Puente "H".

A. Modulación en escalera para convertidores binario y trinario

La modulación en escalera se puede realizar utilizando el esquema de la figura 3. Se utilizan N comparadores completos los cuales a su vez se componen de dos comparadores que comparten el mismo voltaje de referencia, $(1/\eta)$, donde η es dos para el convertidor binario y tres para el convertidor trinario, y cuyas entradas son señales senoidales desfasadas 180°. El resultado del primer comparador activa la rama 1 de la celda N y el resultado del comparador 2 es la señal que activa a la rama 2 de la misma celda (uno para el encendido y cero para el

apagado). La celda N es la que conmuta a menor frecuencia. La diferencia del resultado de los comparadores multiplicada por $\eta - 1$ se toma como señal de realimentación al bloque de la celda N-1 para formar la nueva señal de referencia, $V_{ref(N-1)}$. Esto se repite para todas las celdas del convertidor multinivel. De esta forma se general las señales de disparo de todas las celdas del convertidor multinivel.

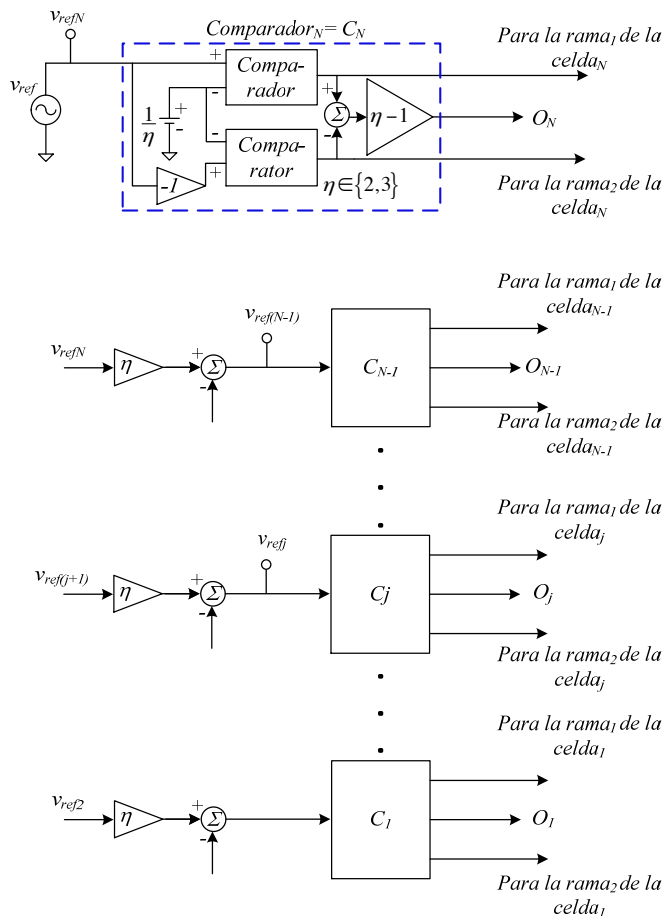


Fig. 3 Esquema de la técnica de modulación en cascada.

B. Número de niveles que se pueden obtener en el voltaje de salida de ca

En el convertidor simétrico todos los buses de cd tienen el mismo valor de voltaje. Para este convertidor el número máximo de escalones de voltaje que se pueden obtener, I_{sim} , se puede calcular utilizando la ecuación 1.

$$I_{sim} = 2N + 1 \quad (1)$$

donde N es el número total de celdas conectadas en cascada.

En el convertidor asimétrico binario el voltaje en los buses de cd sigue una secuencia progresiva en múltiplos de dos entre celdas adjuntas. Para este convertidor el máximo número de escalones de voltaje que se pueden obtener, $I_{asimbin}$, se calcula a partir de la ecuación 2.

$$I_{asimbin} = 2^{N+1} - 1 \quad (2)$$

Así mismo, en el convertidor asimétrico trinario los voltajes en los buses de cd siguen una secuencia progresiva en múltiplos de tres entre celdas adjuntas. La ecuación para calcular el número máximo de niveles de voltajes obtenidos con este convertidor se obtiene de la ecuación (3).

$$I_{asimtrin} = 3^N \quad (3)$$

En los tres casos, el número de niveles de voltaje que se pueden obtener a la salida del inversor multinivel en cascada es impar debido a que deben ser el mismo número de niveles positivos que negativos además del nivel de cero volts. Cabe mencionar que el número máximo de niveles se logra con el índice de modulación cercano a la unidad, cuando el índice de modulación disminuye de cierto valor, se empieza a reducir el número de niveles.

C. Caso particular del convertidor simétrico con todas las celdas conmutando en Modulación por Anchura de Pulsos

En el convertidor simétrico se puede utilizar la modulación por anchura de pulso en todas las celdas. El principal resultado que se obtiene es que el contenido armónico se desplaza 2^*N veces la frecuencia de conmutación. Esto es posible utilizando la técnica de portadoras desfasadas. El número de niveles máximo que se pueden obtener con esta técnica se puede calcular con la ecuación (4).

$$I_{simpvm} = 2N + 1 \quad (4)$$

El desfaseamiento entre las portadoras se establece a partir de la ecuación (5).

$$\phi = 180 / N \quad (5)$$

D. Valores de voltaje requeridos en los buses de cd para la modulación en escalera

El voltaje en cada bus de corriente directa para modulación en escalera se puede obtener de la siguiente forma: para el caso del convertidor simétrico los buses de voltaje son iguales para todas las celdas en cascada que se utilicen. Para el convertidor asimétrico binario, el voltaje del j -ésimo bus de cd se obtiene a partir de la ecuación (6).

$$V_{cdj} = 2^{j-1} V_{cd} \quad (6)$$

En el caso del convertidor trinario, el voltaje del j -ésimo bus de cd se puede calcular con la ecuación (7).

$$V_{cdj} = 3^{j-1} V_{cd} \quad (7)$$

E. Resultados de laboratorio para los convertidores simétrico, binario y trinario con modulación en escalera y PWM (simétrico)

Se realizaron pruebas de laboratorio para mostrar el funcionamiento de un inversor multinivel con puentes H en cascada con tres celdas ($N=3$). Los voltajes de los buses de cd utilizados se ajustaron para realizar pruebas en laboratorio, con fuentes de alimentación de bajo voltaje y aisladas. La frecuencia

de la señal portadora es de 9.6 kHz para los casos en que se utiliza modulación por anchura de pulso.

En primer lugar se realizan pruebas al convertidor simétrico, los buses de voltaje de cd son iguales para cada celda siendo: $V_{cd1} = V_{cd2} = V_{cd3} = 15.0V$. De acuerdo con la ecuación 1, el número de niveles de voltaje esperado es de siete tomando en cuenta que son tres celdas en cascada. Se utiliza un osciloscopio digital para observar el voltaje de salida, el cual se muestra en la figura 4. En la figura 4 se puede observar el voltaje de salida con una frecuencia de 60 Hz y con siete escalones de voltaje los cuales corresponden a los máximos escalones que se pueden obtener con un convertidor simétrico de tres celdas en cascada.

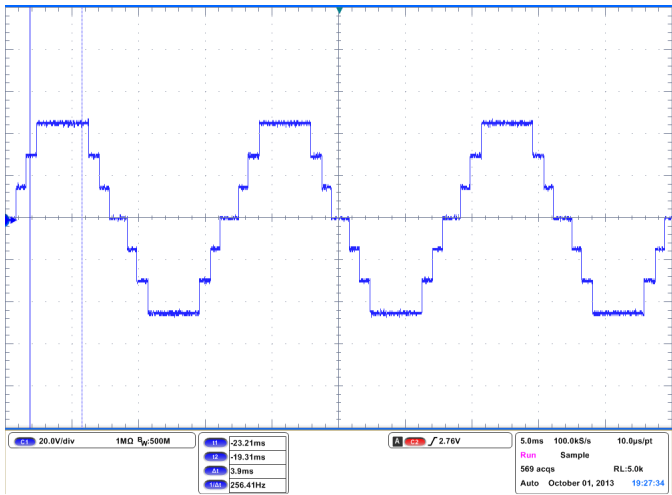


Fig. 4 Voltaje de salida para un convertidor simétrico de 3 celdas; señal 1: escala: 20.0V/div y 5.0mseg/div.

La figura 5 muestra el espectro de frecuencia del voltaje de salida del convertidor simétrico implementado. Se puede observar que existe un primer armónico a 60 Hz y posteriormente aparecen armónicos impares múltiplos de la frecuencia fundamentales, siendo el más grande el tercer armónico.

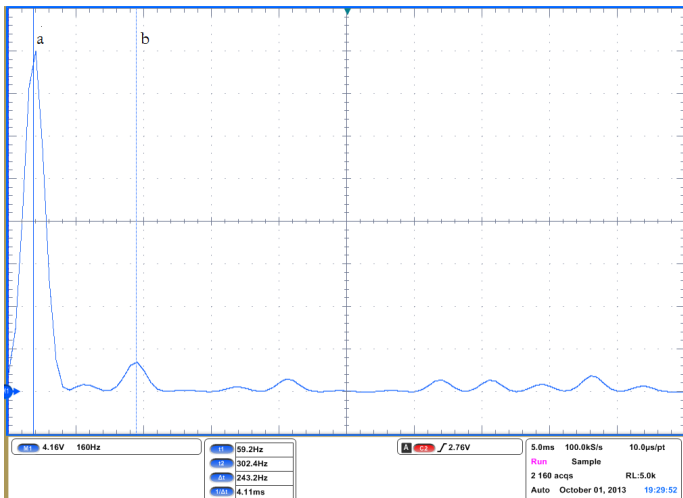


Fig. 5 Espectro de frecuencia para la salida de un convertidor simétrico de 3 celdas, a: 59.2Hz, b: 302.4Hz. Escala: 150 Hz /div, 2.5 V /div.

Ahora se implementa la técnica de modulación de anchura de pulso con portadoras desplazadas para el convertidor simétrico de tres puentes H en cascada. Se utiliza una frecuencia de conmutación de 9.6 kHz. Tal y como lo plantea la ecuación 6, el número de niveles de voltaje de salida se mantiene igual que en la técnica de escalera, siendo siete niveles de voltaje los que se forman a la salida, tal como se muestra en la figura 6.

La figura 7 muestra el espectro de frecuencias del voltaje de salida de la forma de onda de la figura 6. Se puede observar el primer armónico en 60 Hz y a frecuencias cercanas no a parecen armónicos de voltaje.

La figura 8 muestra el primer grupo de armónicos que se centra en 57.7 kHz, esto debido a que es seis veces la frecuencia de la señal portadora.

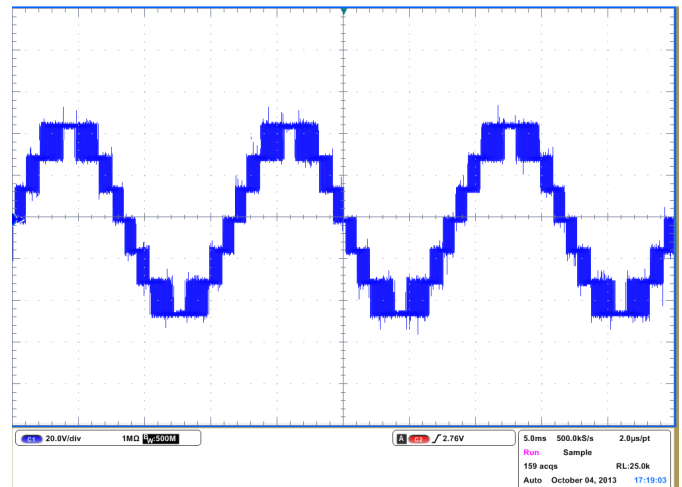


Fig. 6 Voltaje de salida para un convertidor simétrico de 3 celdas; señal 1: escala: 20.0V/div y 5mseg/div.

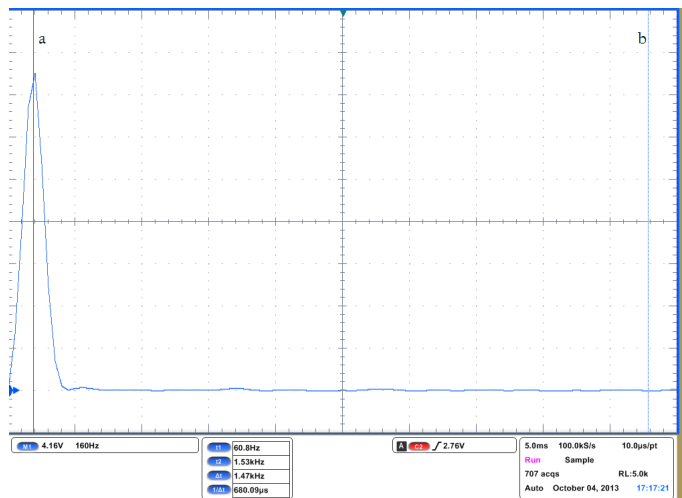


Fig. 7 Espectro de frecuencia para la salida de un convertidor simétrico con PWM de 3 celdas, a: 60.8Hz, b: 1.53 kHz.

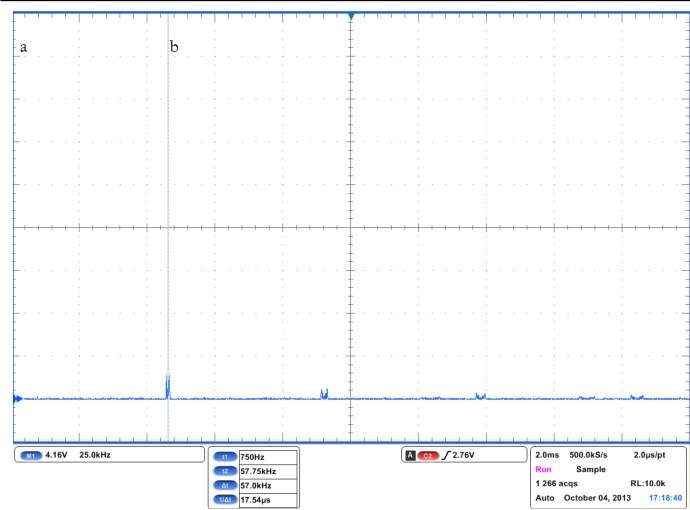


Fig. 8 Espectro de frecuencia para la salida de un convertidor simétrico con PWM de 3 celdas, a: 750.0Hz., b: 57.75 kHz.

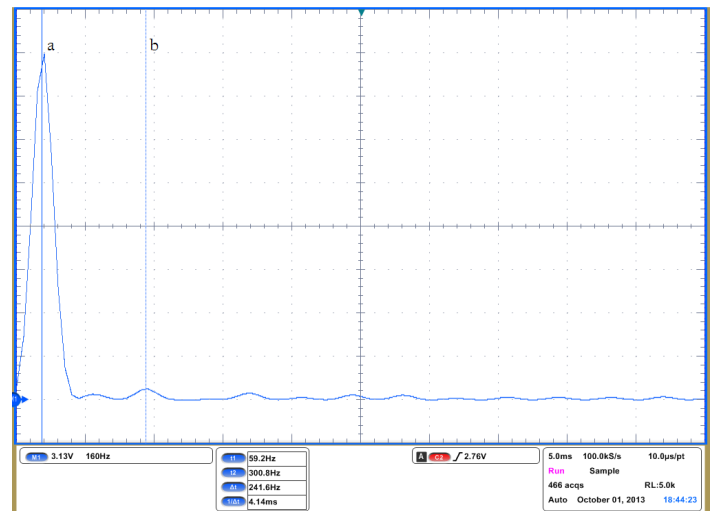


Fig. 10 Espectro de frecuencia para la salida de un convertidor asimétrico binario de 3 celdas, a: 59.2 kHz, b: 300.8Hz.

Utilizando el mismo inversor de tres puentes H en cascada se realizan pruebas al convertidor asimétrico binario. Tomando como unidad una fuente de 5 V para la celda 1, los voltajes para las celdas dos y tres son 10 V y 20 V respectivamente. Para un voltaje de salida escalonado, el número de niveles de voltaje en la salida se puede calcular con la ecuación 2. En la figura 9, se puede corroborar que el número de escalones es igual a quince.

De la misma forma, se realizan pruebas al inversor asimétrico trinario. En este caso se logran obtener 27 escalones de voltaje a la salida del inversor. La ecuación 11 permite hacer este cálculo. La figura 11 permite observar el número de escalones resultantes en el voltaje de salida.

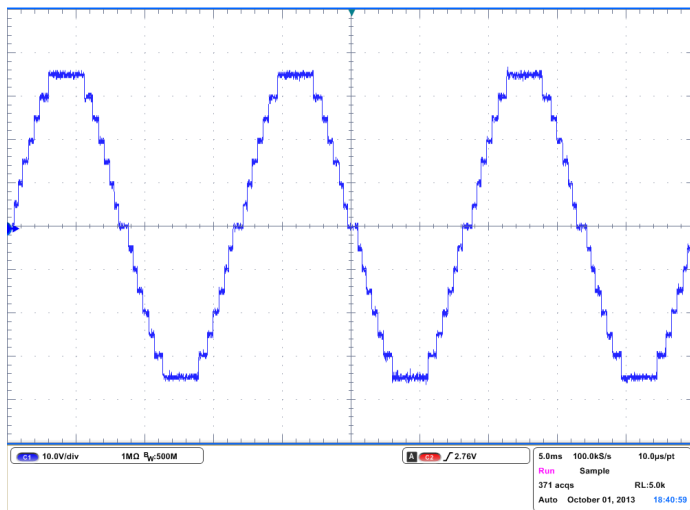


Fig. 9 Voltaje de salida para un convertidor asimétrico binario de 3 celdas; señal 1: escala: 10.0V/div y 5.0mseg.

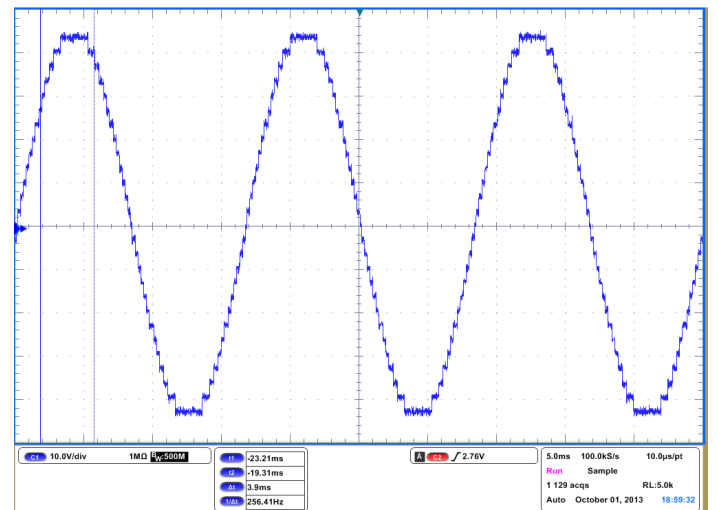


Fig. 11 Voltaje de salida para un convertidor asimétrico trinario de 3 celdas; 10.0V/div; 5.0mseg/div.

La figura 10 muestra el espectro de frecuencia de la señal de quince escalones de la figura 9, al igual que en el convertidor simétrico las frecuencias de las armónicas se localizan próximas a la señal fundamental.

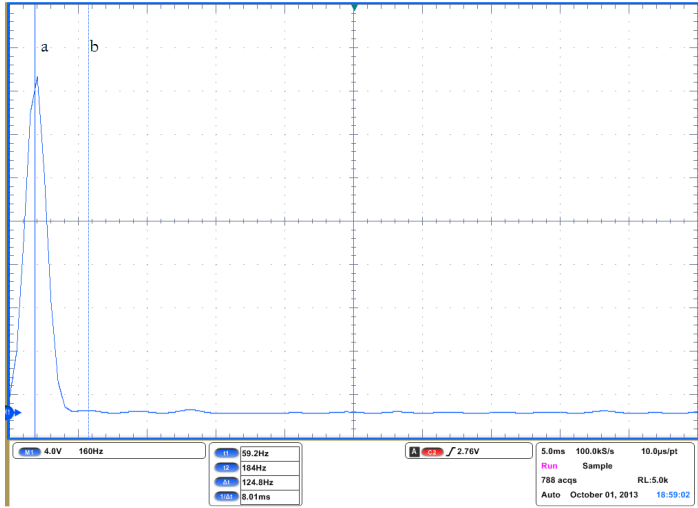


Fig. 12 Espectro de frecuencia para un convertidor asimétrico trinario de 3 celdas, a: 59.2Hz, b: 184.0Hz.

III. PROPUESTA DE MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO PARA UN CONVERTIDOR ASIMÉTRICO

Como se ha visto en el apartado anterior, los convertidores asimétricos tienen más cantidad de niveles de voltaje que los convertidores simétricos, con la misma cantidad de celdas conectadas en cascada. Sin embargo, la modulación en escalera que utilizan estos convertidores genera armónicos de bajo orden en el voltaje de salida. Por otro lado, la técnica de modulación PWM con portadoras desplazadas, utilizada en el convertidor simétrico, garantiza que los armónicos de bajo orden, que aparecen en la técnica de escalera, sean eliminados. La propuesta que se realiza en este trabajo es una técnica de modulación que combina estas dos técnicas de modulación. Con esto se consigue una estrategia de modulación general, la cual trabaja tanto para convertidores binarios como trinarios y para cualquier número de celdas.

La técnica propuesta (figura 13) es similar a la de escalera, sólo que se hacen dos importantes modificaciones: la primera es que la celda de menor voltaje utiliza la técnica de modulación PWM; la segunda, es que el voltaje en los buses de cd debe llevar la secuencia mostrada en las ecuaciones (8) y (9). Estas ecuaciones muestran el voltaje para la j -ésima celda tanto para el convertidor binario (8), como para el trinario (9).

$$V_{cdbinbusj} = 2^{j-2} Vcd \quad (8)$$

$$V_{cdtrinbusj} = 3^{j-2} (2Vcd) \quad (9)$$

Con esta técnica se logra recorrer el contenido armónico de voltaje $2N$ veces la frecuencia de conmutación, a la vez que permite que las celdas que manejan la mayor potencia conmuten a frecuencia baja como en la técnica de modulación en escalera.

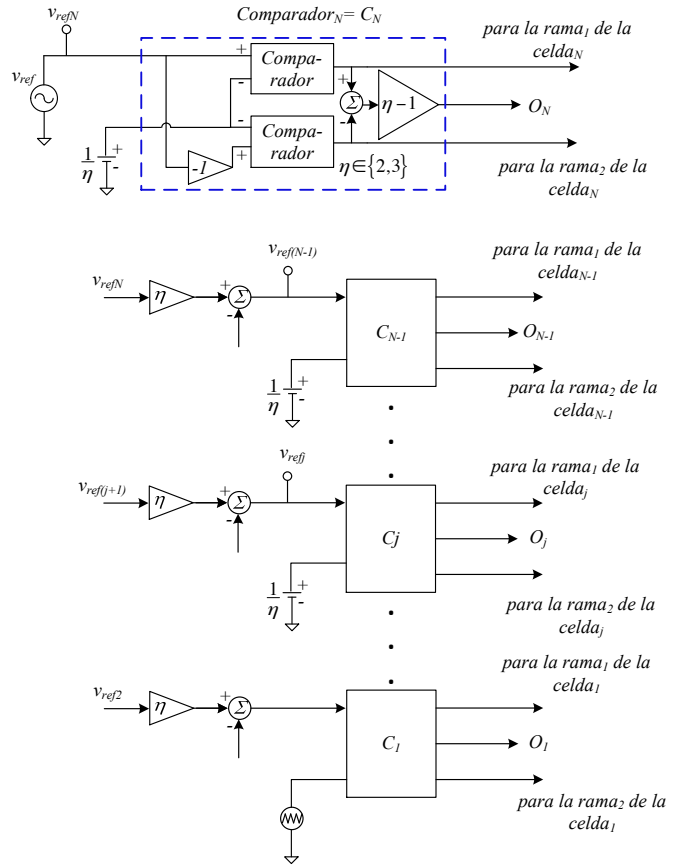


Fig. 13. Esquema de la técnica de modulación propuesta.

Debido a que los buses de cd ahora son diferentes respecto de la técnica de modulación en escalera, ahora el máximo número de niveles que se puede lograr se muestra en las ecuaciones (10) y (11), para el convertidor binario y trinario, respectivamente.

$$l_{binPWM} = 2^N + 1 \quad (10)$$

$$l_{trinPWM} = 2 * 3^{N-1} + 1 \quad (11)$$

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES DE LA MODULACIÓN PROPUESTA

El convertidor multinivel de puentes H en cascada implementado está compuesto de tres celdas como se muestra en la figura 14. Cada celda contiene un puente H con cuatro transistores MOSFETS de canal N así como un circuito de activación para cada rama de transistores. La estrategia de conmutación se implementa en una FPGA (*Field Programmable Gate Array*). Se utilizan optoacopladores para aislar las señales de disparo del FPGA a los transistores de potencia.

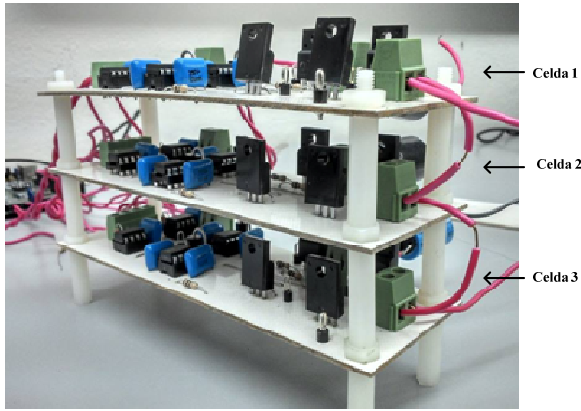


Fig. 14 Inversor monofásico multinivel de 3 celdas.

A continuación se implementa la estrategia de conmutación PWM al convertidor asimétrico binario. A diferencia del convertidor simétrico, el número de escalones es diferente. El número de escalones resultante se puede calcular con la ecuación (10) siendo nueve los escalones resultantes.

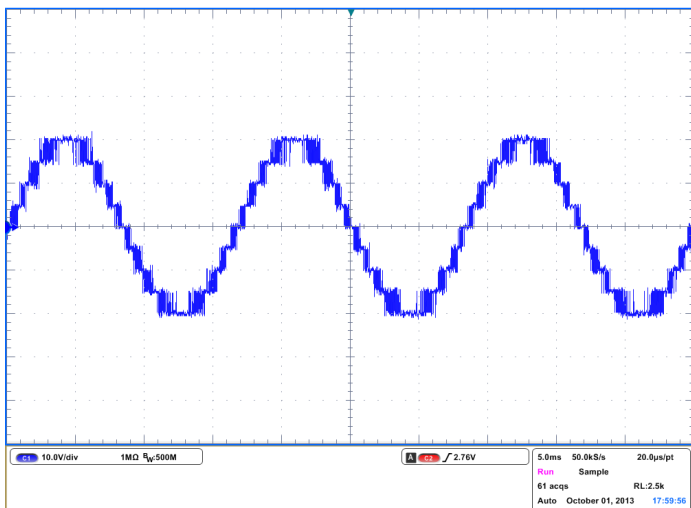


Fig. 15 Voltaje de salida para un convertidor asimétrico binario con PWM de 3 celdas; señal 1: 6.0V/div.

La figura 16 muestra el espectro de frecuencia de la forma de onda de la figura 15. Se puede observar que el primer armónico está a 60 Hz y el primer grupo de armónicos se presenta a 19.2kHz (figura 17) que es el doble de la frecuencia de la señal portadora.

La figura 16 muestra las armónicas de alta frecuencia generadas por el voltaje de salida de la figura 15.

Finalmente se implementa la estrategia propuesta al convertidor asimétrico trinario. Al agregarle el PWM el número de escalones disminuye considerablemente tal como se muestra en la figura 18. Se puede observar que los armónicos se recorren a dos veces la frecuencia de la señal portadora.

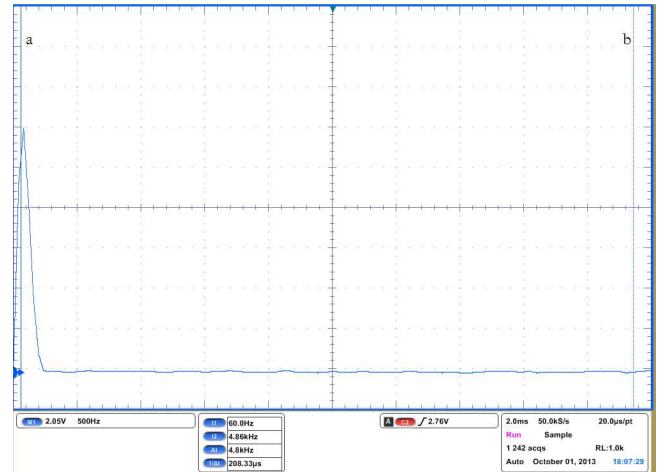


Fig. 16 Espectro de frecuencia para la salida de un convertidor asimétrico binario con PWM de 3 celdas, a: 60.0 kHz, b: 4.8 kHz.

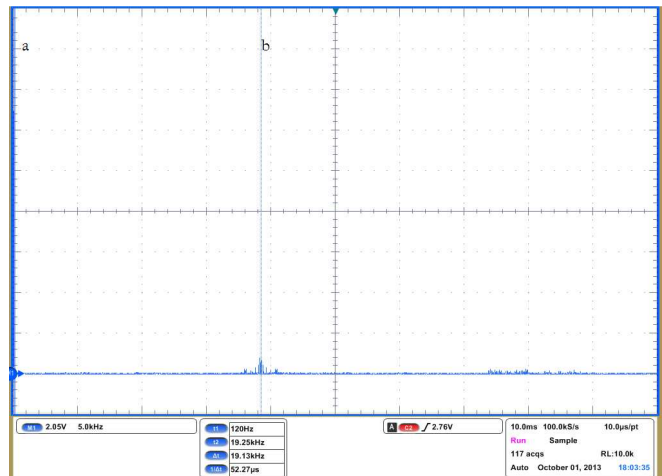


Fig. 17 Espectro de frecuencia para la salida de un convertidor asimétrico binario con PWM de 3 celdas, a: 120.0Hz, b: 19.2 kHz.

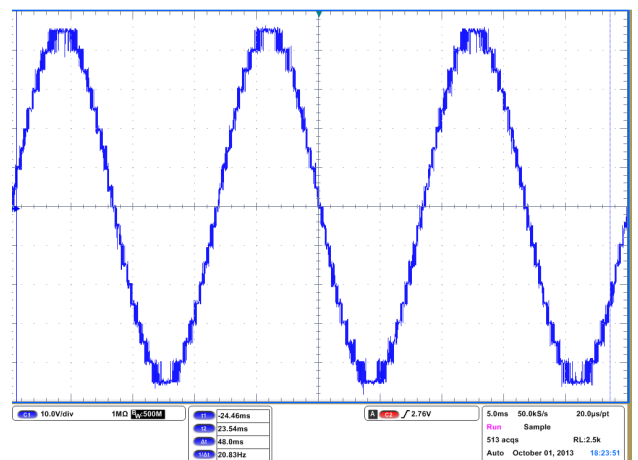


Fig. 18 Voltaje de salida para un convertidor asimétrico trinario de 3 celdas; 10.0V/div; 5.0ms/div.

La figura 19 muestra el primer armónico del voltaje de salida y no se aprecian armónicos cercanos a la fundamental.

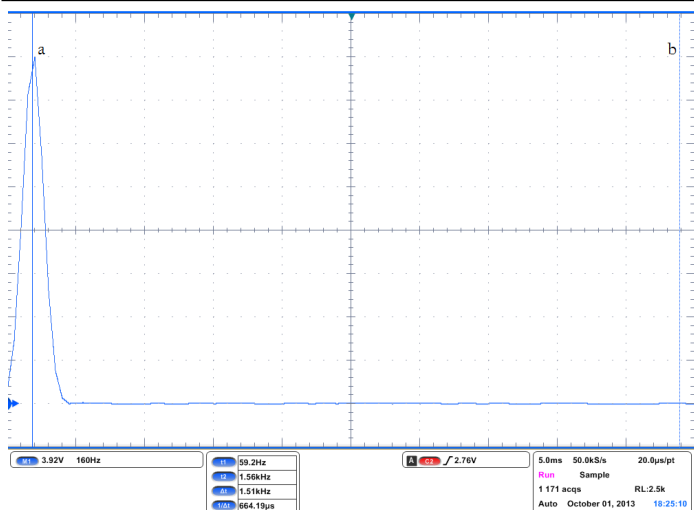


Fig. 19 Espectro de frecuencia para un convertidor asimétrico trinario de 3 celdas, a: 59.2Hz, b: 1.56kHz.

En la figura 20 muestra el primer grupo de armónicos donde se puede ver cómo aparecen alrededor de 19.2 kHz lo cual corresponde a aproximadamente al doble de la frecuencia de conmutación.

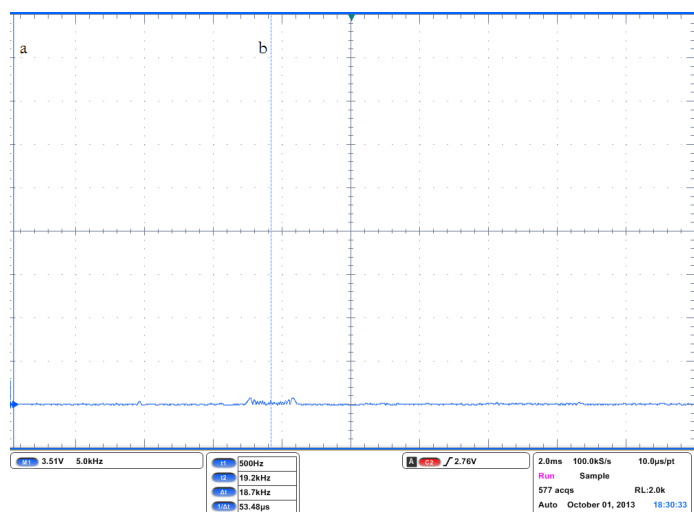


Fig. 20 Espectro de frecuencia para un convertidor asimétrico trinario de 3 celdas, a: 500Hz, b: 19.2 kHz.

La tabla I muestra un resumen del número de escalones y la frecuencia del armónico más cercano a la fundamental en los tres convertidores (simétrico, asimétrico binario y asimétrico trinario). Se puede observar que el convertidor trinario genera la mayor cantidad de escalones que los demás convertidores. Asimismo, se puede observar que el convertidor simétrico desplaza a más alta frecuencia el primer grupo de armónicos, pudiendo establecer la frecuencia de corte del filtro a más alta frecuencia.

Considerando la modulación en escalera, el convertidor trinario presenta la mejor señal a la salida, debido a que alcanza a generar 27 escalones del voltaje.

TABLA I.
COMPARACIÓN DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS DEL ESPECTRO EN FRECUENCIA Y NÚMERO DE ESCALONES DE LAS DIFERENTES TÉCNICAS IMPLEMENTADAS EN TRES CELDAS.

Convertidor y estrategia de conmutación	Máximo número de escalones	Primer grupo de armónicos o armónico de orden más bajo(Hz)
Binario en escalera	15	300.8
Binario con PWM	9	19.2k
Trinario en escalera	27	184
Trinario con PWM	19	19.2 k
Simétrico en escalera	7	302.4
Simétrico con PWM	7	57.7 k

IV. CONCLUSIONES

En este artículo se ha presentado una estrategia de modulación para inversores asimétricos, la cual combina la técnica de escalera y la de PWM. Se especifican las ecuaciones para calcular el número de niveles de voltaje de salida y el voltaje necesario en los buses de cd para los convertidores simétrico, asimétrico binario y asimétrico trinario cada uno en modulación escalera y con PWM.

Para verificar los resultados teóricos, se implementó un inversor multinivel en puentes H en cascada de tres celdas y se programó la estrategia de conmutación en una FPGA.

Los resultados muestran el número máximo de niveles de escalones que se pueden lograr en cada convertidor y como el primer grupo de armónicos se desplaza al doble de la frecuencia de conmutación.

La técnica propuesta aplicada al convertidor trinario es la que presenta más niveles en el voltaje de salida, siendo una buena opción para manejar una mayor cantidad de potencia, ya que los buses de cd son de mayor voltaje que el asimétrico binario y el simétrico.

El convertidor binario es una buena opción para manejar menor potencia en cada una de las celdas pero sigue conservando la propiedad de desplazar el contenido armónico al doble de la frecuencia de conmutación.

REFERENCIAS

- [1] Muhammad H. Rashid, "Electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones"; Pearson, Prentice Hall, 2004.
- [2] Y. C. L. M. T. Faete Filho, "11-level Cascaded H-bridge Grid-tied Inverter Interface with Solar Panels", de Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010, 2010.
- [3] K. S. Y. M. L. H. S. I. Xiaonan Lu, "High Performance Hybrid Cascaded Inverter for Renewable Energy System", de Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011.
- [4] C. C. Giampaolo Buticchi, "A Nine-Level Grid-Connected Photovoltaic Inverter Based on Cascaded Full-Bridge with Flying Capacitor", de Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE, 2012.
- [5] B.P. McGrath and D.G. Holmes; "A comparison of Multicarrier PWM Strategies for Cascade and Neutral Point Clamped Multilevel Inverters"; IEEE, PESC 2000, Galway, Vol.2, 2000, pp. 674-679.
- [6] Rashid Muhammad, Azeddine Draou, Mustapha Benganem; "Modeling and Analysis of an Advanced Static VAR Compensator", Power electronics Handbook, Academic Press 2001, pp. 614-617.

- [7] Fu-San Shyu and Yhen-Shin Lai; "Virtual Stage Pulse-Width Modulation Technique for Multilevel Inverter/Converter"; IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 17, No. 3, May 2002, pp. 332-341.
- [8] Siriroj Sirisukprasert, Jih-Sheng Lai; "Optimum Harmonic Reduction With a Wide Range of Modulation Indexes for multilevel converters"; IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 875-881.
- [9] Brendan Peter, Donald Grahame; "Multicarrier PWM Strategies for Multilevel Inverters"; IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 858-867.
- [10] José Rodríguez, Jih-Shen Lai, Fang Zheng Peng; "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications"; IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 724-738.
- [11] Servet Tuncer and Yetkin Tatar; "An application of SHEPWM technique in a cascade multilevel converter"; The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, Vol. 24, No. 1, 2005, pp. 81-93.
- [12] Ebrahim Babaei, Seyed Hossein; "Charge Balance Control Methods for Asymmetrical Cascade Multilevel Converters"; Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems, Oct. Seoul, Korea 2007, pp. 74-79.
- [13] Zhong Du, Burak Ozpineci; "Modulation Extension Control of Hybrid Cascade H-bridge Multilevel Converters with 7-level Fundamental Frequency Switching Scheme"; IEEE, PESC 2007, Orlando, Florida; 2007, pp. 2361-2366.
- [14] Miranda V. Homero; "Estudio de Inversores Multinivel con Funciones Ampliadas", tesis de doctorado, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, Junio 2007.
- [15] Bárcenas B. Ernesto; "Análisis y Desarrollo de un Inversor Multinivel", Tesis de maestría; Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Diciembre 2002.
- [16] Holmes D. Graham; "Pulse With Modulation For Power Converters, Principles and practice"; Wiley-Interscience; USA 2003.
- [17] Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng, "Multilevel Converter- A new Breed of Power converters"; IEEE Industry Applications Conference, Orlando FL, Oct 1995, pp. 2348-2356.
- [18] Fang Zheng Peng, Jih-Sheng Lai; "A Multilevel Voltage-Source Inverter with Separate DC Sources for STATIC VAR Generation"; IEEE Industry Applications Conference, Orlando FL., Oct 1995, pp. 2541-2548.
- [19] Q.-g. Song, B.-l. Xiao, Z.-n. Zhu and H.-b. Xu, "A simple control arithmetic of step wave cascaded multilevel inverter with different voltage step" in Power Electronics and Motion Control Conference, 2009.
- [20] K. S. X. L. L. H. S. I. Yiwei Ma, "A Grid-Connected Hybrid Cascaded H-Bridge Inverter", in International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011.
- [21] J. Y.-h. T. Z. T. W. CAO Yi long, "Research On Different Carrier Phase-shifted Angle with Output Voltage Performance of Cascade Multilevel Inverter", in IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC '09, 2009.
- [22] H. Akagi, "Classification, Terminology, and Application of the Modular Multilevel Cascade Converter", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, vol. 26, n° 11, pp. 3119-3130, 2011.
- [23] M. D. E. K. C. Ö. G. B. G. M. E. a. I. Ç. Tevhid Atalik, "Multi-DSP and -FPGA-Based Fully Digital Control System for Cascade Multilevel Converters Used in FACTS Applications", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL INFORMATICS, vol. 8, n° 3, pp. 512-527, 2012.
- [24] J. L. J. L. a. Y. H. Sixing Du, "A Novel DC Voltage Control Method for STATCOM Based on Hybrid Multilevel H-Bridge Converter", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, vol. 28, n° 1, pp. 101-111, 2013.
- [25] A. Q. H. Wenchao Song, "Fault-Tolerant Design and Control Strategy for Cascaded H-Bridge Multilevel Converter-Based STATCOM", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol. 57, n° 8, pp. 2700-2708, 2010.

Beristáin J. José A. Estudió la carrera de Ingeniero en Electrónica en el Instituto Tecnológico de Orizaba, la maestría en ciencias en el centro nacional de investigación y desarrollo tecnológico y el Doctorado en ingeniería electrónica en la Universidad Politécnica de Cataluña.

El Dr. Beristáin está adscrito al departamento de ingeniería eléctrica y electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora desde agosto de 1998 hasta la actualidad, sus líneas de investigación están enfocadas en aplicación de la electrónica de potencia al uso de fuentes de energía renovable y calidad de la energía eléctrica.

Javier P. Ramírez. 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 y el grado de Doctor en Ingeniería Eléctrica en la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, en San Luis Potosí. Del 2000 a la fecha labora como profesor de tiempo completo en el Instituto Tecnológico de Sonora, en Ciudad Obregón, Sonora, México. Sus áreas de interés son: control automático y electrónica de potencia

Urquijo R. Francisco R. Actualmente realiza la tesis en la carrera de Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico de Sonora en Ciudad Obregón Sonora. Es técnico especialista de la brigada electromecánica de la Subjefatura de Conservación del Distrito de Riego 041 Rio Yaqui, en Comisión Nacional del Agua en Sonora. Su área de interés es electrónica de potencia.

Jesús H. Hernandez L. Obtuvo el título de Ingeniero Electricista en el Instituto Tecnológico de Sonora, el grado de Maestro en Ciencias y de Doctor en el Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional. Actualmente es vicerrector académico del Instituto Tecnológico de Sonora. Su línea de investigación es calidad de la energía.

Sistema de Control para el Secado de Semillas

Bueno R. Raymundo, Bajo de la P. Jorge V. y Angulo G. Melisa E.

Resumen— Se desarrolla un sistema con aplicación al control de temperatura para el secado de semillas. El sistema fue diseñado e implementado con circuitería electrónica utilizando comparadores basados en Amplificadores Operacionales (OPAMP's).

Palabras clave— Control de Temperatura, Secador de Semillas, OPAMP, Histéresis.

I. INTRODUCCIÓN

Generalmente un proceso industrial está constituido de sistemas interrelacionados que actúan en conjunto, para contribuir en la realización de algún trabajo, el cuál reduce en un producto. Entre éstos, habrá aquéllos que permiten la regulación y el control de variables del proceso. Uno de los sistemas de control más frecuente, es el de control de temperatura. Una forma de regular la temperatura, es por medio de un control electrónico, que implica circuitería interconectada con actuadores específicos.

El control de la variable temperatura está involucrada directamente en diversos procesos tales como: en la industria farmacéutica; en la de alimentos enlatados y pasteurización de la leche, en el ramo de alimentos procesados; pero incluso en el manejo de frutas, vegetales o semillas, correspondiente al ramo agroindustrial.

El secado de semillas se considera como la principal transformación del grano en la fase de postcosecha, y si se toma en cuenta la energía total utilizada en el proceso de producción de granos, ésta consume alrededor del 50% de la misma [1]. Al utilizar la tecnología para el secado de semillas, se logra que se realice de forma más rápida y uniforme. Se considera que es una etapa importante y necesita una adecuada implementación para su correcto desarrollo. En la tabla 1 se muestran granos y temperaturas adecuadas de secado, en función del uso final, en consecuencia mantener la temperatura adecuada del grano es un proceso de significativa importancia.

Manuscrito recibido el 27 de Septiembre de 2013.

Bueno R. Raymundo es estudiante de Ingeniería en Procesos Industriales de la Universidad Autónoma de Sinaloa. Américas y Universitarios S/N Ciudad Universitaria. Culiacán, Sinaloa, México; C.P. 80040; Tel: (667) 7134043; Fax: (667) 7134053. (e-mail e.raymundo.bueno@uas.edu.mx)

Bajo de la P. Jorge V. es estudiante de Ingeniería en Procesos Industriales de la Universidad Autónoma de Sinaloa. Américas y Universitarios S/N Ciudad Universitaria. Culiacán, Sinaloa, México; C.P. 80040; Tel: (667) 7134043; Fax: (667) 7134053. (e-mail e.vale.bajo@uas.edu.mx)

Angulo G. Melisa E. es estudiante de Ingeniería en Procesos Industriales de la Universidad Autónoma de Sinaloa. Américas y Universitarios S/N Ciudad Universitaria. Culiacán, Sinaloa, México; C.P. 80040; Tel: (667) 7134043; Fax: (667) 7134053. (e-mail melisaangulo@uas.edu.mx)

TABLA I.

TEMPERATURA MÁXIMA DEL GRANO Y USO FINAL DEL MISMO [1]

Grano	Uso final	Temp. Max. °C
Maíz	Molienda seca y semilla	38-43
	Molienda húmeda	55-60
	Consumo animal	71-82
Trigo	Semilla	44
	Molienda de harina	49-66
Soja	Semilla	38
	Aceite	48
Girasol	Confitería	60-75
	Aceite	75-80
Arroz	Molienda	40

Por ejemplo, en la tabla I podemos observar, en el caso de Maíz (primer renglón de la tabla), que existe una diferencia de temperatura de secado final de casi 40 grados centígrados, entre la primera aplicación y la última en relación al consumo final, que dicho sea de paso, es un cultivo de muy de alta demanda en México, siendo Sinaloa uno de los principales productores.

En base a los datos proporcionados en la tabla 1, se realizó un prototipo de secador de semillas que trabaja entre 35 y 45 grados centígrados. Es capaz de funcionar en el secado de semillas de maíz, trigo, arroz y soja, abarcando un espectro amplio. Existen otras técnicas de secado de semillas, una de las más comunes consiste en colocar las semillas al aire libre y secarlas con el calor del sol y el viento. Sin embargo, esa técnica es muy dependiente del clima y susceptible a que se generen hongos y otros daños por estar expuestas a la intemperie [1].

Se encontraron otros prototipos para secado de semillas, algunos aprovechan la radiación solar para obtener el calor requerido para el secado [2], teniendo la desventaja de depender del clima y menos control sobre la temperatura; otros utilizan túneles de viento [3], cumplen con la función sin embargo, el control de la temperatura no es tan exacto debido a su propia mecánica de funcionamiento. En el diseño propuesto se colocan ventiladores en el fondo y en el techo, que introducen aire al prototipo, y por otro lado extraen aire, habiendo una circulación continua de aire nuevo dentro del secador de semillas.

Lo anterior tiene como finalidad, la creación de una corriente de viento a través de los granos para poder reducir la humedad

que presentan, además de tener un buen control de la temperatura del secador, dado que el aire que se extrae es el más caliente y en un caso de sobrecalentamiento, éste se enfría más rápidamente, cuidando la integridad del grano.

El artículo se encuentra distribuido de la siguiente manera; en el apartado número dos, se presenta el diseño mecánico y lo concerniente al comportamiento dinámico del sistema; en el tercer apartado se muestra el principio de funcionamiento de la etapa del control electrónico, el proceso de su diseño, así como los componentes utilizados en su elaboración; el cuarto apartado se destina a las pruebas y resultados; y finalmente se tiene un apartado con las conclusiones.

II. DISEÑO MECÁNICO-TERMODINÁMICO

El sistema está diseñado para realizar el trabajo de secado de semillas a una temperatura de trabajo entre los 38 y los 45 °C, adecuadas para el secado de los granos de maíz, trigo, arroz y soja (ver tabla 1). Como prototipo se diseña una caja cúbica de madera con dimensiones de 40x40x40 cm³, que sirve como contenedor de semillas para el proceso de secado. Dentro se fijan la fuente y los disipadores de la energía calorífica. En la figura 1 se puede apreciar el diseño realizado en Autocad. La fuente de calor se compone de un conjunto de bombillas incandescentes, pudiendo ser estas de un número entre 2 y 4 dependiendo de la temperatura ambiente a la que esté expuesto el sistema. La configuración de la fuente de calor se realiza manualmente. Los focos se encuentran posicionados en la parte superior del secador, en la cara interna de la tapa de la caja, tal como se muestra en la figura 1.

La ubicación de los ventiladores encargados de generar un flujo de aire constante dentro del secador de semillas, se observan en la figura 1. Éstos introducen aire más frío que el que se encuentra dentro del secador y extraen el aire más caliente. Se adaptó doble fondo, con una pared de poliestireno de aislante térmico, entre la base del contenedor y el espacio donde va circuitería para la protección de los circuitos de control ahí colocados.

III. DISEÑO DE CONTROL ELECTRÓNICO

Se presentan algunos esquemáticos y configuraciones implementadas, se explica el principio de histéresis, y los cálculos y ecuaciones que fundamentan el funcionamiento de los dispositivos electrónicos, también se expone la etapa de construcción de las placas PCB.

A. Encendido por Contraseña y Control de Temperatura

El sistema contará con encendido a través de la introducción de una contraseña, esto permite tener un control en la utilización del mismo. La contraseña será de 4 dígitos y fija. En el método de encendido se utiliza una serie de Flip-Flop's tipo D conectados en serie [4]. En la figura 2, se puede apreciar el diagrama del activador por contraseña, y el esquemático del

activador final, dado que los Flip-Flop's no pueden activar al SCR se usó un BJT para incrementar su corriente.

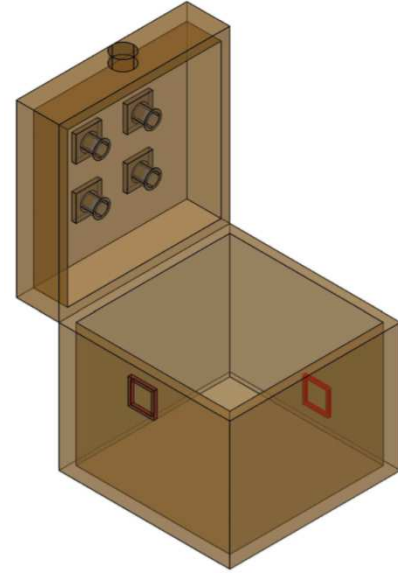


Fig. 1 Diseño CAD del Secador de Semillas.

Para la unión o acoplamiento del circuito de encendido por contraseña, con el correspondiente al de control de temperatura, se hicieron modificaciones al circuito, pues la salida del último componente (que corresponde al último dígito de la contraseña) se encuentra conectada a la base de un transistor TIP41, el cual lanza un disparo en la compuerta de un SCR C106D, y que es el encargado de mantener el sistema funcionando.

El proceso de monitoreo de temperatura se realiza con el sensor LM35DZ y utilizando el driver LM3914 (ver la porción del circuito esquemático que aparece en la figura 3). Un indicador muestra la temperatura del sistema por medio de una barra de LED's donde cada línea tiene un valor de 5°C (siendo este valor modificable).

Se utilizó un controlador ON-OFF debido a que es la regulación más simple y económica [5]. Si se utiliza un control PI o PID, se requiere de un controlador para el actuador, mientras que para el sistema ON-OFF, esta función puede ser realizada por un *relay* u otro componente [6].

El control de la temperatura se realiza utilizando un comparador LM339. En el esquemático general del comparador, el valor de referencia se varía utilizando potenciómetros, y éste valor dependerá del tipo de semilla que se desea secar. La señal a comparar es la salida del sensor de temperatura.

La salida del comparador se introduce a un seguidor con el LM324 para acoplar impedancias y de ahí a la base de un transistor TIP41 para activar un relevador que se utiliza para activar y desactivar los disipadores y la fuente de calor. En las figuras 4 y 5 se aprecian los esquemáticos respectivamente.

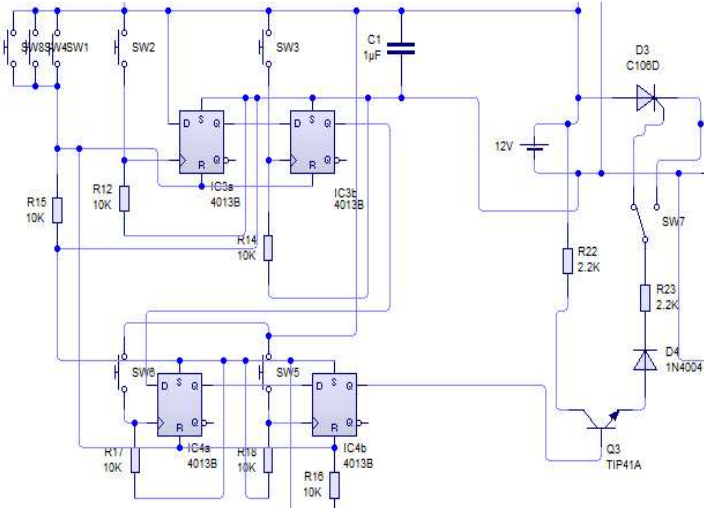


Fig. 2 Esquemático Activador Final.

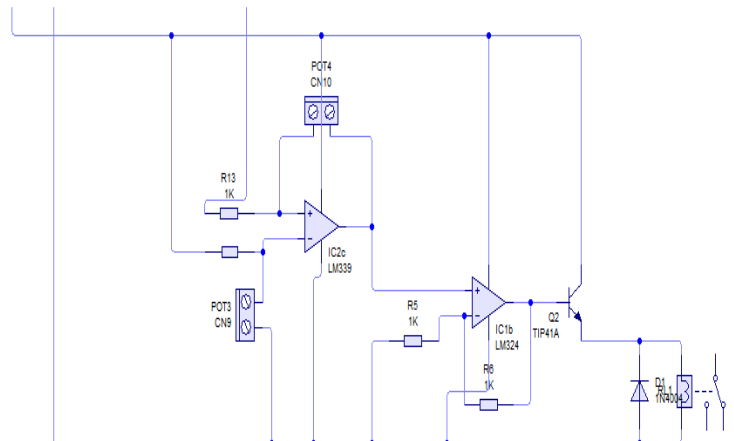


Fig. 5 Esquemático de Control de Fuente de Calor.

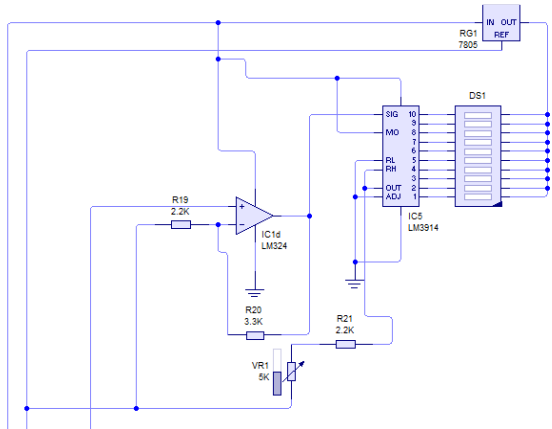


Fig. 3 Esquemático de Monitoreo de Temperatura.

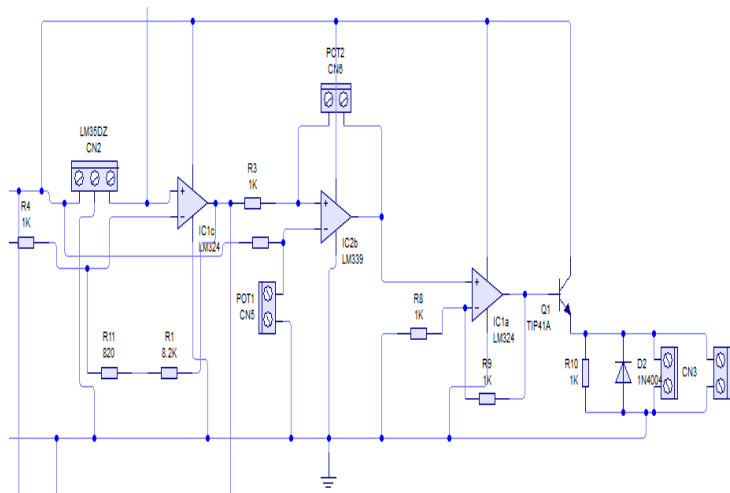


Fig. 4 Esquemático de Control de Disipadores.

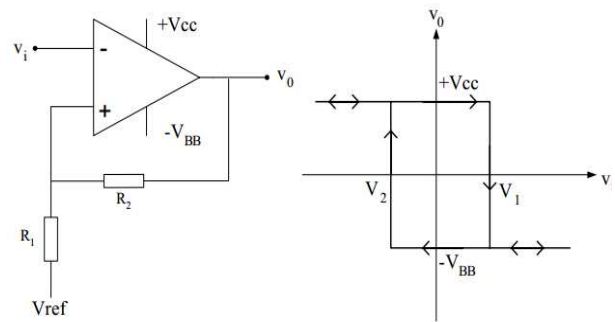


Fig. 6 Disparador Schmitt y Curva de Histéresis.

B. Histéresis

Para el control del sistema de secado de semillas se emplea un disparador Schmitt que no es más que un comparador con retroalimentación positiva en el que interviene la histéresis. La histéresis es una característica del comportamiento a la respuesta, que depende del sentido en que varíe una entrada [7]. La salida conmutará de un estado A hacia un estado B cuando la señal de entrada supere un nivel dado V_1 y regresará hacia A cuando la señal esté por debajo de un nivel V_2 . Este tipo de control se seleccionó pues funciona como un switch que se activa y desactiva mediante un voltaje de referencia y uno variable.

En el caso del sistema de secado se usa un voltaje de referencia de 5V que es comparado con el voltaje que generan los cambios de temperatura en el LM35DZ, mientras la diferencia de voltaje genere un voltaje positivo se trabajará en el nivel V_{CC} que es de 5V y una vez que esta diferencia genere un voltaje negativo se trabajará en el nivel V_{BB} que es de 0V, esto acciona un relevador que permite el calentamiento para el secado de semillas así como el encendido y apagado de la ventilación.

En la figura 6 se observan tanto el esquemático de conexión del disparador Schmitt como la curva de comportamiento de este tipo de disparador, es decir, la curva de histéresis.

C. Ecuaciones y Cálculo

El cálculo de las resistencias para cambiar el nivel de referencia de histéresis se hace con las siguientes ecuaciones [8]:

$$\frac{V_{out} - V_{in}}{R_1 + R_2} R_1 + V_{in} = V_R \quad (1)$$

De la ecuación 1 se despeja para el voltaje de entrada.

$$V_{in} = \frac{V_R(R_1 + R_2)}{R_2} - \frac{V_{out}R_1}{R_2} \quad (2)$$

Las ecuaciones 3 y 4 determinan los niveles de histéresis del comparador.

$$V_{TL} = \frac{V_R(R_1 + R_2)}{R_2} - \frac{V_P R_1}{R_2} \quad (3)$$

$$V_{TH} = \frac{V_R(R_1 + R_2)}{R_2} - \frac{V_N R_1}{R_2} \quad (4)$$

Se encuentra una relación entre las resistencias R_1 y R_2 con la ecuación 5.

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{TH} - V_{TL}}{V_P - V_N} \quad (5)$$

El voltaje de referencia (V_r) se expresa en la ecuación 6.

$$V_R = \frac{V_{TH}R_2 + V_{TL}R_1}{(R_1 + R_2)} = \frac{V_{TH} + V_{TL} \frac{R_1}{R_2}}{\left(\frac{R_1}{R_2} + 1\right)} \quad (6)$$

Ya conocido el voltaje de referencia, se hace el cálculo de las resistencias R_3 y R_4 , con las ecuaciones 7 y 8.

$$V_R = \frac{V_P(R_4)}{R_4 + R_3} \quad (7)$$

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{V_R}{V_P - V_R} \quad (8)$$

Con los disparadores Schmitt implementados se controlan los disipadores de calor y las bombillas. Éstos encienden los disipadores un poco antes de un nivel crítico de temperatura para las semillas, y apagan la fuente de calor si se sobrepasa ese nivel. Esto con la finalidad de proteger la integridad del grano.

D. Elaboración de Placas en PCB

Para fabricar los circuitos de control en PCB se utilizó el programa *Livewire* [9], que es un software sencillo y efectivo. Los diseños se imprimieron en placas fenólicas para los

disparadores, el control de bombillas y el activador, éste último se presenta como ejemplo en la figura 7.

Como se puede apreciar, en las placas existen muchas terminales, que son utilizadas para las interconexiones entre las diferentes placas, así como para la alimentación de los circuitos de control y de la fuente de calor. La colocación de los circuitos de control, se encuentra en el fondo falso del horno.

El sistema completo cuenta con un teclado en la parte frontal, un indicador de temperatura con diodos LED y cuatro perillas de regulación; dos perillas para el control de la fuente y el resto para el control de los disipadores de calor. En la figura 8 se muestra el prototipo.

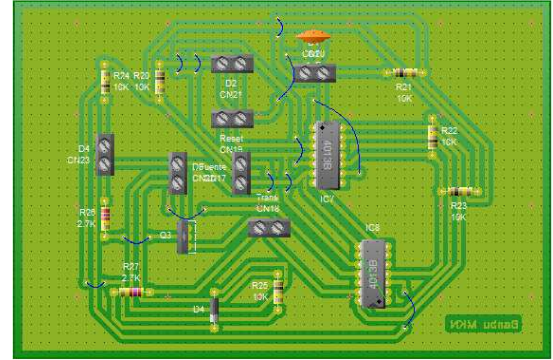


Fig. 7. Diseño en PCB del Activador.



Fig. 8. Secador de Semillas Final.

IV. PRUEBAS Y RESULTADOS

Para probar el funcionamiento del prototipo se realizaron ensayos considerando diferentes parámetros, como el número de bombillas que se utilizaban para generar el calor y la temperatura ambiente a la que se encontraba el horno.

En estas pruebas se observó el comportamiento de la temperatura dentro del horno, revisando que estuviera dentro del intervalo especificado. De igual forma se observó que los actuadores se activaran de acuerdo a la temperatura medida.

En la tabla II se pueden observar los resultados más relevantes de las pruebas realizadas.

TABLA II.
PRUEBAS Y RESULTADOS DEL PROTOTIPO

Número de bombillas	Temperatura ambiente (°C)	Temperatura de secado (°C)	Desempeño del prototipo
4	35	38-43	Muy poco control sobre la temperatura crítica.
4	30	38-43	Buen control sobre la temperatura crítica.
3	35	38-43	Excelente control sobre la temperatura
3	31	38-43	Excelente control sobre la temperatura
2	35	38-43	Buen control sobre la temperatura

En las pruebas realizadas con cuatro focos se observó que la temperatura de secado se logró muy rápidamente, sin embargo cuando la temperatura ambiente alcanzó una magnitud elevada, se vio que los granos, corren el riesgo de exponerse durante demasiado tiempo a la temperatura crítica.

El mejor desempeño se consiguió cuando se utilizaron tres focos, esto debido a que se alcanzó la temperatura de secado, y ésta se pudo mantener relativamente constante, a la potencia de trabajo de los disipadores. De esta forma, se recomienda la utilización de cuatro bombillas, cuando la temperatura ambiente es de magnitud baja.

V. CONCLUSIONES

Para la fabricación de este prototipo se integraron conocimientos de diversas áreas de la ingeniería electrónica y mecánica así como conceptos básicos de termodinámica. Este proyecto fue presentado durante la semana de ingeniería en procesos industriales.

En base a las pruebas realizadas al prototipo, donde se comprobó su funcionamiento correcto. Se verificó que el sistema del secador de semillas es más eficiente si la diferencia entre la temperatura ambiente y la de secado es mayor.

El prototipo tiene áreas de oportunidad para realizar mejoras, como trabajo futuro se pudieran colocar disipadores de calor más potentes, modificar la fuente de calor para hacerla más eficiente, lograr que la selección de temperatura de trabajo sea digital en lugar del sistema analógico actual utilizado, buscando una mayor exactitud.

REFERENCIAS

- [1] J. C. Rodríguez, R. Barosik. *Secado de Granos*. INTA E.E.A. Manfredi, Actualización Técnica PRECOP N° 16.
- [2] F. Wyrz. (25, Ago 13). *Algo Sobre Semilla y el Secado de la Misma*. Los Seibos. Disponible en línea: <http://www.los-seibos.com/>.
- [3] J. Hernández , O. Martínez , P. Quinto , J. Cuevas , R. Acosta , J. O. Aguilar. *Secado de Chile Habanero con Energía solar*. Revista Iberoamericana de Tecnología Postcosecha, vol. 10, núm. 2, 2010, pp. 120-127.
- [4] J. F. Vergaray. (31, May 13). *Un teclado electrónico de combinación usando Flip Flop 4013*. Proyectos prácticos de Electrónica y Robótica Disponible en línea: <http://jorgefloresvergaray.blogspot.mx/>.
- [5] L. Almache, L. Toapanta (20, Oct 13). *Informe de Control On-Off con Histéresis*. Scribd. Disponible en línea: <http://es.scribd.com>
- [6] G. Ballard. "PID vs On-Off Controller, Why Use a Valve Positioner" en *Meeting 44th Western Dry Kiln Association*, Reno, Nevada, pp 47-59.
- [7] María, U. T. (s.f.). (25, Ago 13), de Departamento de Electrónica: <http://www2.elo.utfsm.cl/~ild208/apuntes/cap4.pdf>
- [8] Daycounter. (25, Ago 13). *Daycounter Inc. Engineering Services*. Disponible en línea: <http://www.daycounter.com/>
- [9] New Wave Concepts (25, Ago 13). *Manual Livewire y PCB Wizard*. Disponible: <http://es.scribd.com/>

Bueno R. Raymundo. Nació en Culiacán, Sinaloa en 1992. Actualmente es estudiante en la Licenciatura de Ingeniería en Procesos Industriales (IPI) en la Universidad Autónoma de Sinaloa (UAS).

Bajo de la P. Jorge V. Nació en Mexicali, Baja California en 1992. Actualmente es estudiante en la Licenciatura de Ingeniería en Procesos Industriales (IPI) en la Universidad Autónoma de Sinaloa (UAS).

Angulo G. Melisa E. Nació en Badiraguato, Sinaloa en 1992. Actualmente es estudiante en la Licenciatura de Ingeniería en Procesos Industriales (IPI) en la Universidad Autónoma de Sinaloa (UAS).

Propuesta de Implementación de un Controlador con Etapa de Potencia y Tren Motriz para un Colector Solar Parabólico

Ramírez Y. Susana, Domínguez B. José, Valdez A. R. y Soto C. Adolfo

Resumen— En México existen magníficas oportunidades para aprovechar la radiación solar en la generación de energía eléctrica. Los mejores métodos de obtención son celdas fotovoltaicas y concentradores solares. La ubicación relativa del sol cambia durante el día y es diferente de un día a otro. Para garantizar la máxima incidencia solar se necesita algún tipo de seguimiento. En este trabajo se propone un control programado de seguimiento para un concentrador solar, que tome en cuenta posibles cambios de ubicación geográfica. Se generó un algoritmo que muestre la ubicación solar relativa, a toda hora todo el año, sin importar la ubicación geográfica y sin necesidad de utilizar algún tipo de sensor. Se diseñó el tren motriz y etapa de potencia adecuada tal que no se requiera medición o ajuste de ubicación. Como trabajo a futuro se tiene la integración de las etapas de programación, de potencia, tren motriz y las pruebas de funcionamiento. Debido a los altos índices de radiación en Sonora, se considera existen magníficas oportunidades para el desarrollo de proyectos solares. Además, el desarrollo y la aplicación de tecnología propia representan la oportunidad de generar empleo y empresas en el área.

Palabras clave—Fuentes alternas de energía, Controladores programados, colectores solares, manejadores de motores c.d.

I. INTRODUCCIÓN

Gran parte de la generación de energía eléctrica es a base de hidrocarburos. Estos combustibles son no renovables, resultan ser una fuente energética muy costosa y su proceso de conversión de energía es nocivo para el medio ambiente. Lo anterior aunado al incremento de demanda energética, son las principales razones que motivan a países, empresas y particulares a utilizar fuentes de energía renovables en relevo de las fuentes no renovables.

La fuente de energía renovable más utilizada es la provocada por la energía potencial del agua acumuladas en ríos, presas y otras caídas de agua. Se considera renovable ya que el agua regresa por acción de la lluvia. Esta fuente de energía es poco costosa y casi totalmente amigable con el medio ambiente. Desgraciadamente salvo casos aislados (Venezuela, Brasil), no es posible que los potenciales hidráulicos puedan sustituir totalmente la generación eléctrica por hidrocarburos.

Manuscrito recibido 14 de octubre de 2013. Este trabajo fue respaldado por el departamento de Ing. Eléctrica y Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora.

Soto C. Adolfo., actualmente labora en el Instituto Tecnológico de Sonora. Antonio Caso s/n, col. Villa ITSON, Ciudad Obregón, Sonora, México, C.P. 85136, Tel. 4109000 ext. 1780, email, adolfo.soto@itson.edu.mx.

Otra fuente de energía renovable de gran potencial es la radiación directa del sol que incide en nuestro planeta. Alemania y España llevan la delantera relativa en el aprovechamiento de la energía solar para generación eléctrica. Aunque por capacidad instalada destacan Estados Unidos, China, India y Japón. En el resto del mundo también se cuenta con la tecnología y han surgido diferentes proyectos (ver [1], [2], [3]).

México utiliza fuentes renovables de energía principalmente hidroenergía, la geotermia, el viento y gases de desechos orgánicos. Las fuentes renovables son cerca del 20% de la generación total [4]. Sonora se perfila como el estado en mejores condiciones para la generación eléctrica a partir de energía solar, alcanzando una irradiación diaria promedio de 7 a 8 kWh/m² [5], muy por arriba de los 3.3 kWh/m² de Alemania, país líder en generación eléctrica por radiación solar [6]. Además de esto, las escasas lluvias y los pocos días nublados al año que se presentan en el estado, aumentan las posibilidades de aprovechar dicho recurso.

El sol es una fuente prácticamente inagotable de energía limpia, disponible para todos y relativamente fácil de aprovechar. En muchas regiones es tanta la radiación que es posible obtener energía eléctrica a partir de ella. Actualmente existen dos tecnologías principales para generar electricidad por medio de radiación solar directa: la generación fotovoltaica y generación termosolar. La primera utiliza una serie de paneles fabricados a base de materiales semiconductores que toman la luz proveniente del sol y la convierten en flujo de electrones. La segunda tecnología consiste en la concentración de la radiación solar sobre un punto para el calentamiento de fluidos que accionen un generador eléctrico. La generación fotovoltaica no necesariamente requiere un direccionamiento complejo, mientras que en la generación termosolar en la gran mayoría de los casos es indispensable.

II. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA Y OBJETIVO

Los principales métodos para seguir la posición solar de forma automatizada son el sensado y el seguimiento por programación. El primer método tiene la ventaja de ser un sistema realimentado y no requiere conocimiento previo de la región geográfica donde se encuentre. El método por programación, en cambio, tiene entre sus principales ventajas el hecho de no ser afectado por agentes externos como las nubes u otros objetos que puedan distorsionar la información acerca de la posición del Sol.

En este trabajo se propone el diseño de un sistema de control para un colector solar parabólico que concentra la radiación solar y que puede ser utilizado en la generación de electricidad. El algoritmo de decisión de control se decide que sea por ubicación programada aunque la estructura del sistema motriz y de control es adecuada para utilizar algún algoritmo de recolección del error por sensado. Como la trayectoria aparente que recorre el Sol en un día, cambia con la ubicación geográfica y el día del año, se obliga a que el sistema de control de ubicación solar se vuelva extremadamente complejo si se toman en cuenta la posibilidad de reubicación geográfica del colector. Para esto debe contar con una etapa de ubicación geográfica solar y una etapa de ajuste de ubicación temporal.

Debido a que el microcontrolador encargado de enviar las señales con la información de la posición solar con respecto al colector, no entrega en sus señales de salida la potencia necesaria para accionar los motores que generen el movimiento de la estructura, es indispensable añadir una etapa de potencia que realice la adecuación requerida para dicha acción.

Garantizar el ángulo de giro y posición dada por el microcontrolador que indique la posición relativa del Sol, para garantizar siempre la máxima incidencia solar sobre el colector. Debido a que se trata de un sistema sin realimentación, es necesario reducir el margen de error a una escala que no ocasione errores al momento de posicionar el colector.

III. ETAPAS

A. Esquema general

El presente proyecto consiste en llevar a cabo el control de un colector solar que cuenta con dos grados de libertad, cada uno accionado por un motor de 12 Vcd. El control se realizará por medio de un microcontrolador que recibe como dato de entrada la señal de un reloj de tiempo real y entregará dos señales que indiquen la dirección y el tiempo de giro de ambos motores. Como dichas salidas no presentan los niveles de voltaje y corriente necesarios para controlar los motores, se requiere de una etapa de potencia que adecue las señales de tal manera que pueda ser interpretada por los motores. Para ello es necesario contar con dos fuentes de voltaje que suministren la potencia requerida para cada una de las etapas, esto se soluciona tomando una fuente de 12 Vcd para el tren motriz, para la etapa de control se utiliza la misma fuente pero con la adaptación de un reductor de voltaje a 5 V cd. Ambos voltajes se utilizan en la etapa de potencia.

La adecuación de los motores a la estructura debe ser lo suficientemente robusta para evitar movimientos no deseados, causados por la inercia que presentan los motores al retirarles la alimentación o por factores externos como vientos fuertes. Diagrama general, ver Figura 1.

B. Alimentación

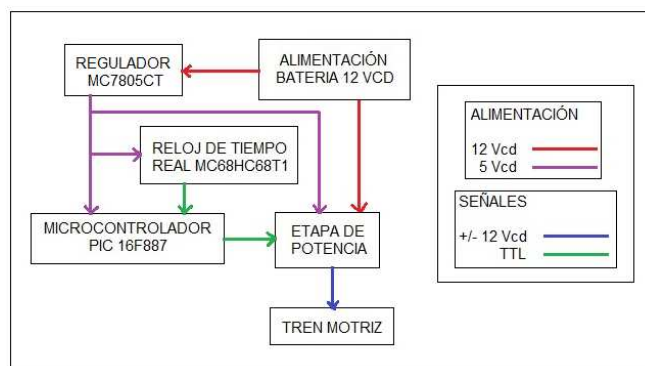


Fig. 1 Diagrama general del controlador del seguidor solar.

El sistema de alimentación consiste en una batería de 12 Vcd. Este es el mayor nivel de voltaje requerido por el sistema, la etapa de potencia necesita de dos niveles de voltaje distintos: 12 Vcd para la alimentación de los motores y 5 Vcd para la alimentación de los circuitos de lógica digital que se encargan de proteger el integrado de fallas provocadas por posibles errores en las entradas a la etapa de potencia.

Debido a que el microcontrolador, el reloj de tiempo real y una parte de la etapa de potencia deben ser alimentados con un voltaje de 5 Vcd, se utilizará la misma fuente pero con la adaptación de un circuito regulador de voltaje, en este caso un circuito integrado MC7805CT con encapsulado TO-220 que puede reducir la señal de entrada de 12 Vcd a 5 Vcd y brindar hasta 1 A. [7]. Se trata de un regulador lineal y no uno conmutado debido a que reduce costos y simplifica el diseño. Este mismo voltaje se utilizará como voltaje de referencia para el circuito integrado que formara parte de la etapa de potencia.

TABLA I.
TABLA DE VERDAD DE PUENTE H DEL CIRCUITO INTEGRADO L298N

A	B	MOTOR
0	0	Circuito abierto
0	1	Avance
1	0	Retroceso
1	1	Circuito abierto

El habilitador correspondiente al motor a controlar, debe estar en Alto.

C. Etapa de potencia

En esta etapa se utiliza el circuito integrado L298N con encapsulado Multiwatt15 [8]. Este dispositivo cuenta con dos puentes H, por lo tanto un mismo integrado puede controlar dos motores con una alimentación no mayor a 50 Vcd y es capaz de soportar corrientes de hasta 3 A por motor, sus entradas son compatibles con señales tipo TTL las cuales se adaptan fácilmente a las salidas que entrega el microcontrolador.

El puente H es un circuito que permite controlar motores de corriente directa mediante la utilización de interruptores

(generalmente transistores) que se encuentran conectados como se muestra en la Figura 2. Los interruptores se cierran y abren en pares, por ejemplo: Q1 y Q3 se activa mientras que Q2 y Q4 se desactivan.

La activación de los transistores se encuentra controlada por las entradas A y B, ambas son señales TTL provenientes del microcontrolador, existen cuatro posibles combinaciones, de las cuales dos no realizan ninguna acción, mientras que las otras dos hacen funcionar los motores en una dirección o en la dirección contraria.

La tabla de verdad del puente H implementado dentro de este circuito integrado se muestra en la Tabla I, se puede observar cómo es que sin importar la combinación de señales de entrada la fuente nunca se pondrá en corto circuito. Para obtener este funcionamiento es necesario enviar una señal de tipo Alto al habilitador correspondiente al motor que se desea controlar.

Para evitar que los transistores se activen de tal forma que provoquen un corto circuito y para habilitar o des habilitar puentes, se utiliza un sistema de compuertas lógicas que evitan que la fuente de 12 Vcd entre en corto circuito, para la alimentación de esta parte del circuito es necesario utilizar un voltaje de 5 Vcd, es por eso que la etapa de potencia utiliza dos niveles de voltaje.

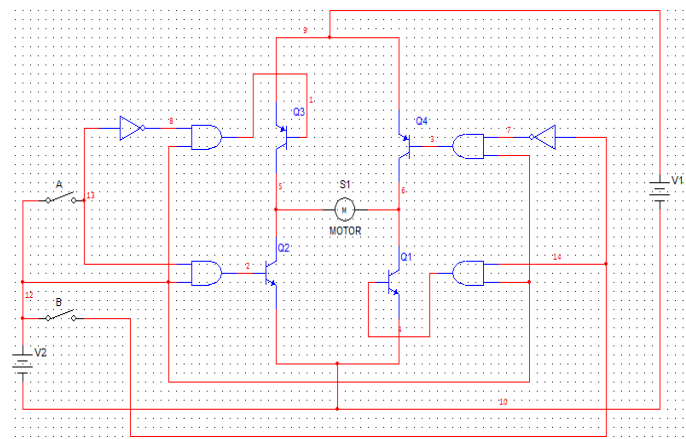


Fig. 2 Diagrama de puente H con protecciones para corto circuito.

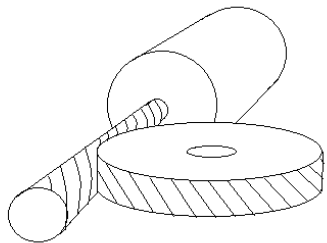


Fig. 3 Tornillo sin fin y rueda dentada.

D. Tren motriz

El tren motriz que mueve la estructura consta de dos motores, cada uno adaptado a un tornillo sin fin con una rueda

dentada [9], ver Figura 3. Los motores funcionan con 12 Vcd y demandan una corriente alrededor de 1 A. Estos por sí solos presentan una velocidad muy elevada para los requerimientos del seguidor solar, tiene mucha inercia al momento de retirarles la alimentación y cuentan con la gran desventaja de ser un mecanismo reversible, por lo tanto la posición del colector indicada por el puente H se ve afectada de forma significativa.

La solución a estos problemas es la adaptación de un tornillo sin fin con una rueda dentada. El tornillo sin fin cuenta con un solo diente de forma trapezoidal tallado helicoidalmente sobre un eje cilíndrico, en el mismo eje del rotor del motor. La rueda dentada es un engrane helicoidal de eje paralelo, por un lado adaptado al tornillo sin fin y por el centro se encuentra adaptado al eje que finalmente se desea mover.

La gran ventaja de este tipo de sistemas mecánicos es que se trata de un mecanismo no reversible, a pesar de que el tornillo sin fin mueve a la rueda, esta no puede mover al tornillo. Utilizando este sistema se garantiza que la posición indicada por la etapa de potencia será realmente la obtenida por el colector.

E. Controlador

El algoritmo utilizado en esta etapa se muestra en la figura 4, para llevarlo a cabo utiliza un microcontrolador de tecnología CMOS, PIC 16F887 [10]. Tiene una frecuencia de operación de 0-20 MHz y cuenta con la ventaja de contar con oscilador interno con un rango de frecuencia de 8-31 MHz el cual puede ser seleccionado por programación. Recibe 5 Vcd como voltaje de alimentación, presentara como dato de entrada la señal proveniente del temporizador en tiempo real MC68HC68T1 (también debe ser programado), ver Figura 5. De las 35 entradas/salidas TTL con las que cuenta el microcontrolador, 6 se utilizan para brindarle la información necesaria a la etapa de potencia: dos para habilitar los transistores pertenecientes a cada puente H y cuatro para el control de ambos motores.

El programa toma como referencia las señales de entrada provenientes del temporizador en tiempo real [11], previamente se le indicará en qué coordenadas geográficas se encuentra la estructura para posteriormente realizar los cálculos necesarios para obtener la posición del Sol en este momento y obtener también la dirección de orientación de la estructura. El microcontrolador proporciona como datos de salida trenes de pulsos para que puedan interpretarse por la etapa de potencia. El lenguaje de programación es MikroC.

IV. CONCLUSIONES

El presente trabajo muestra las alternativas de solución para el problema clásico de seguimiento solar programado. Como trabajo a futuro se tiene la terminación en tarjeta de todas las partes electrónicas. El ajuste final del tren motriz, la integración de todas las partes y las pruebas de funcionamiento. Debido a la gran incidencia solar en nuestra región, se considera existen magníficas oportunidades para el desarrollo de proyectos solares. Además, el desarrollo y la aplicación de tecnología propia representan una ventaja competitiva y la oportunidad de generar empleo y empresas en el área.

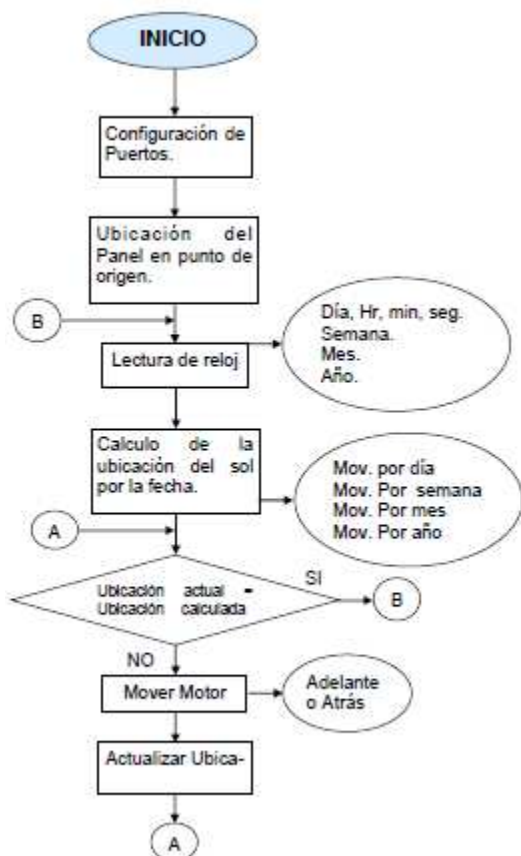


Fig. 4 Algoritmo de control.

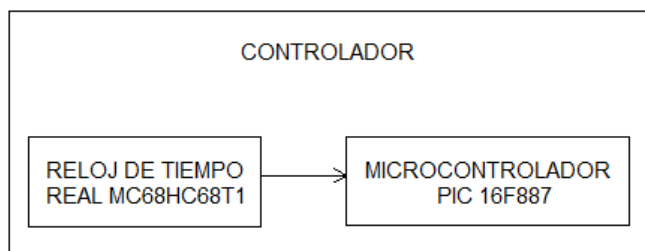


Fig. 5 Diagrama a bloques controlador.

REFERENCIAS

- [1] Clean Technica, (2012). *Incremento termosolar en China*. Disponible en: <http://cleantechnica.com/2012/03/30/china-to-have-3-gw-of-concentrated-solar-thermal-power-csp-by-2020/>.
- [2] Solar insure. (2012). *Largest solar power plants*. Disponible en: <http://www.solarinsure.com/largest-solar-power-plants>.
- [3] Economictimes. (2013). *Solar power plants bussines in India*. Disponible en: http://articles.economictimes.indiatimes.com/2013-09-21/news/42272580_1_solar-power-power-purchase-agreements-power-development.
- [4] Electricity Information. (2010). *Energy Balances of OECD Countries 2010, Energy Balances of Non-OECD Countries 2010*. International Energy Agency.
- [5] UNAM, (2010). *Relación de incidencia solar*. Disponible en: <http://www.ptolomeo.unam.mx:8080/xmloi/bitstream/handle/132.248.52.100/277/A5.pdf?sequence=5>.
- [6] Consejo Nacional de Energía. (2012). *Energía solar*. Disponible en http://www.cne.gob.sv/index.php?option=com_content&view=article&id=114&Itemid=197.
- [7] *MC78XX/LM78XX/MC78XXA 3-Terminal 1 A Positive Voltage Regulator*, Fairchild Semiconductor Corporation., 2001.
- [8] *L298 DUAL FULL-BRIDGE DRIVER*, STMicroelectronics, Italia, 2000.
- [9] A. Pulido.(2009,03,19). *El tornillo sin fin y la rueda dentada*. Disponible: <http://aprendemostecnologia.org/2009/03/19/el-tornillo-sinfin-y-la-rueda-dentada/>
- [10] Microchip Technology Inc. (2007). *PIC16F882/883/884/886/887 Data Sheet*.
- [11] *Real-Time Clock plus RAM with Serial Interface CMOS*, Motorola, Inc. 1996.

Susana Ramírez Yocupicio es estudiante del Instituto Tecnológico de Sonora, Cd. Obregón, Sonora. Ha participado en diferentes proyectos en el área de control de sistemas dinámicos. Sus áreas académicas de interés son: control de sistemas electromecánicos, generación y calidad de energía eléctrica.

José Ramón Domínguez Barba es estudiante del Instituto Tecnológico de Sonora, Cd. Obregón, Sonora. Ha participado en diferentes proyectos en el área de telecomunicaciones y programación. Sus áreas académicas de interés son diseño digital e industria automatizada.

R. Valdez Argüelles es estudiante del Instituto Tecnológico de Sonora, Cd. Obregón, Sonora. Ha participado en proyectos del área de control. Sus áreas de interés son los sistemas electromecánicos y la utilización de sensores y actuadores.

A. Soto Cota es profesor investigador titular del Instituto Tecnológico de Sonora desde 1999 a la fecha. Sus áreas de interés son sistemas no lineales, control robusto de sistemas dinámicos, transitorios electromagnéticos en máquinas eléctricas.

Obtuvo el grado de Doctor en Ciencias en 2004, en el Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del IPN en Guadalajara, Jalisco.

Sistema Electromagnético ATP para Enlaces Ópticos Inalámbricos Satelitales

Morán M. Luis A., Murrieta L. Juan C., Arvizu M. Arturo, Muraoka E. Ramón y Velis M. Luis F.

Resumen—En este artículo se describe el diseño, y desarrollo de un sistema electromagnético como parte de un sistema de apuntamiento, adquisición y seguimiento espacial (ATP, por sus siglas en inglés) de un faro óptico empleado para establecer comunicación y mantenerla, entre un satélite y la estación terrena por medio de luz láser. Existen desde luego, otras arquitecturas para realizar esta función, basadas principalmente en el uso de motores de pasos, sin embargo, el sistema que se propone y caracteriza en este trabajo tiene la ventaja de permitir ajustes de tipo continuo en contraste con los motores de paso.

Palabras clave— efecto electromagnético, comunicación láser, apuntamiento, adquisición y seguimiento espacial.

I. INTRODUCCIÓN

La creciente demanda de datos de los satélites de investigación planetaria está desplazando la frecuencia de telecomunicaciones de las bandas de Radio Frecuencia (RF) a las bandas ópticas y cercanas al rango infrarrojo. Esta transición ofrece el potencial de incrementar el ancho de banda de uno a dos niveles sobre los enlaces de RF convencionales [1].

Los primeros sistemas de telecomunicación aeroespacial se basaban en la frecuencia de banda S (2-4 GHz), casi 20 años después las frecuencias de banda X (8-12 GHz) fueron implementadas, cerca de 20 años después de eso, los sistemas de banda Ka (27-40 GHz) empezaron a ser implementados en el espacio profundo. Actualmente, la banda óptica se encuentra en la maduración de la tecnología y en la fase de demostración en los sistemas de comunicación clásica [1], es decir con un número relativamente alto de fotones por bit; mientras que en sistemas cuánticos existe una gran actividad de investigación y desarrollo a nivel internacional [2].

La promesa de mejora viene de las frecuencias mucho mayores que las señales ópticas (300,000 GHz aprox.). Aunque desde luego, existen factores prácticos como pérdidas atmosféricas y sensibilidad del receptor, es cierto también que la ganancia de las antenas ópticas es superior lo que permite compensar en alguna medida estas perturbaciones [3].

Manuscrito recibido el 23 de Septiembre de 2013. Este trabajo fue respaldado por el departamento de Ing. Eléctrica y Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora

Luis Alberto Morán Medina hasta la fecha se ha de desempeñado como profesor 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. 85138; C.P. (e-mail: Lwyz_m@hotmail.com).

Por otro lado, al utilizar señales ópticas, se decrementa el tamaño del haz, por lo que es necesario tener una comunicación más directiva. Teniendo esto en cuenta, es que se desarrolló este sistema ATP (acquisition, tracking and pointing), es decir, adquisición, seguimiento y apuntamiento, el cual se realizó implementando diferentes etapas, las cuales incluyen recepción, ajuste, control, potencia y seguimiento electromagnético.

Este documento consta de introducción, apuntamiento, adquisición y seguimiento espacial, descripción del sistema, mediciones y conclusión. En la introducción se mencionan los tipos de comunicación que han sido utilizados con el paso del tiempo, así como sus debilidades. Con esto, se da a entender que el problema que se tiene es la banda ancha tan limitada que se ha contado a lo largo de los tiempos y nos lleva al objetivo del artículo que es elevar la cantidad de información transmitida por medio de un sistema adecuado, el cual tenga un desgaste muy pequeño y sea continuo. El apuntamiento, adquisición y seguimiento espacial, define la función de cada una de estas acciones.

La descripción del sistema contiene un diagrama a bloques con una explicación general de lo que hace, así como su debida contraparte específica, en la que se desglosan y especifican las diferentes etapas del sistema. Las mediciones incluyen tablas con valores obtenidos en la implementación de este prototipo con los que se generan gráficas que sirven de ayuda para entender la linealización que se pretende lograr, con el fin de obtener un mejor control en el sistema. En la conclusión, se menciona la factibilidad de utilización real, así como los proyectos a los que se encuentra ligada esta investigación.

II. APUNTAMIENTO, ADQUISICIÓN Y SEGUIMIENTO ESPACIAL

Para poder establecer un enlace óptico por el espacio libre, además de vencer las pérdidas en el trayecto, el transmisor también debe ser apuntado apropiadamente al receptor. Igualmente, el receptor debe determinar la dirección de llegada del haz transmitido. El elemento de apuntamiento de un sistema realiza la función de redirigir la línea de vista tal que el sistema tenga acceso a un ángulo sólido grande para un apuntamiento inicial antes de la adquisición. A la operación de apuntar el transmisor en la dirección correcta, esto es, hacia al receptor, es referida como apuntamiento. A la operación del receptor de determinar la dirección de llegada del haz es referida como adquisición espacial. La operación subsiguiente de mantener el

apuntamiento y la adquisición durante el periodo de comunicación es llamada rastreo o seguimiento espacial. Un paso importante para establecer un enlace es el proceso de adquisición espacial. El subsistema de adquisición puede usar transmisión de un haz expandido como faro o un faro independiente, en este último, el faro óptico es un láser no modulado a una longitud de onda diferente a la del transmisor. Éste se coloca en el receptor o cerca del receptor. Alternativamente, en un sistema bidireccional, cada transmisor puede servir como faro. La adquisición puede ser establecida en un sentido o en doble sentido. Si por ejemplo, un solo transmisor envía un haz expandido como faro a un solo receptor localizado en otro punto cuando el apuntamiento es satisfactorio, el receptor sabe la dirección del transmisor con un cierto ángulo sólido incierto definido desde la posición del receptor. El receptor entonces alineará la antena hacia la señal que llega dentro de una resolución de ángulo sólido predefinido [10]. Como se mencionó anteriormente, estas funciones pueden implementarse de diversas formas, en nuestro caso decidimos emplear un esquema ATP electromagnético. En el cual se utilizan electroimanes para provocar un movimiento en la placa sobre la que se encuentra el transmisor, por medio de un campo electromagnético ejercido sobre las pastillas de hierro pegadas a ésta. Causando que el receptor busque continuamente tener en el centro, el haz láser.

III. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

El sistema consta de una estación terrena que envía un haz láser a un sensor para que éste, por medio de un circuito de ajuste, mande una señal a un micro controlador, que se encargue de controlar el campo electromagnético de cada electroimán por medio de un circuito de potencia. Esto con el fin de mover la plataforma, la cual tiene adherida 1 pastilla de hierro para cada

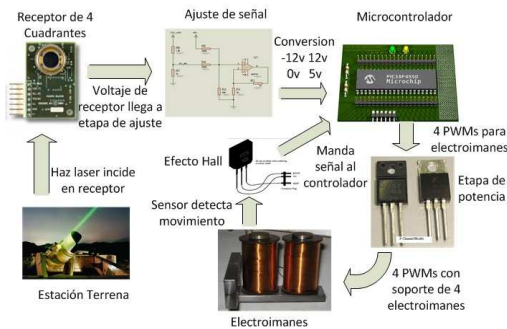


Fig. 1 Subsistema electromagnético propuesto para el rastreo de un faro óptico.

electroimán. En la placa está montado el sensor para mantener el sensor apuntando siempre al láser.

En este trabajo se emplea un fotoreceptor del tipo p.i.n. de cuatro cuadrantes como sensor de posición, y como actuador un subsistema electromagnético.

El haz láser incide en el receptor de 4 cuadrantes que transforma esta luz en una señal que describe el comportamiento del láser sobre el receptor. Las señales provenientes del receptor

acondicionadas y digitalizadas son entregadas a un micro controlador para calcular el apuntamiento y manipular una señal de modulación por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés); ésta proveerá 4 señales de salida que serán dirigidas a una etapa de potencia para generar salidas con voltajes equivalentes a las señales PWM para cada uno de los 4 electroimanes. Éstos controlan a su vez los dos extremos de los ejes (horizontal y vertical) de los electroimanes que manipulan la inclinación requerida por el sistema de seguimiento, este movimiento sobre los ejes genera señales de los sensores de efecto Hall y provoca una variación que será retroalimentada al sistema de apuntamiento.

1. Etapas

A. Recepción

Para la etapa de recepción se utilizó un receptor de cuatro cuadrantes (QP50-6SD2), en la Figura 2, se encuentra una

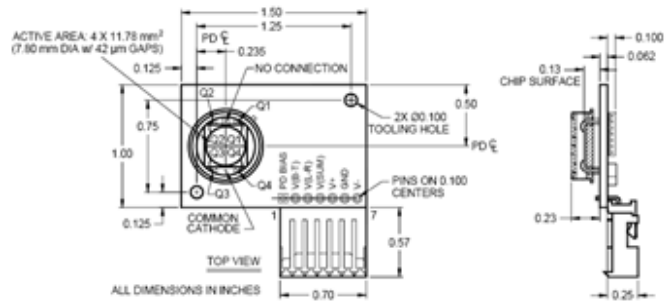


Fig. 2 Esquema del detector cuadrante.

descripción del orden de los mismos dentro del circuito.

Una vez que incide el haz láser de 532 nm (haz verde) dentro del receptor, éste se encarga de convertir la luz que entra en cada cuadrante en una señal eléctrica, la cual es transformada en tres salidas de voltaje que representan los dos ejes (horizontal y vertical) y la suma del voltaje recibido en el receptor Pin. Los voltajes obtenidos varían de -12V a +12V, siendo 0V el centro del eje. Estos voltajes requieren ser ajustados para poder ser utilizados posteriormente en la etapa de control.

B. Adecuación

Los valores de voltaje obtenidos de los ejes tienen una variación que no puede ser utilizada por el sistema de control cuando el haz laser se encuentra a una distancia menor a los 3 metros del receptor, con la cual es con la que se han estado desarrollando las pruebas. Para poder ser usada por el microcontrolador PIC, esta señal tuvo que ser adecuada para que la variación oscile entre los valores de 0V a 5V, que es el voltaje soportado por el microcontrolador.

Como se muestra en la figura 3, se redujo el voltaje de -12 a +12V, a una variación de -5V a +5V por medio de un divisor de voltaje que está formado con las resistencias R6 y R7, llegando a los valores indicados de R6=1.5KOhms y R7=1KOhm por medio de la ecuación 1 de divisor de voltaje.

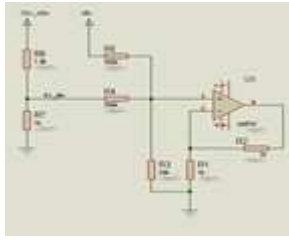


Fig. 3 Circuito de adecuación de señal.

$$V_{OUT} = \frac{R7}{R6+R7} \cdot V_{IN} \quad (1)$$

En la que:

$$V_{OUT} = \frac{1K}{1.5K+1K} \cdot 12 = \frac{1K}{2.5K} \cdot 12 = 0.4 \cdot 12 = 4.8 \text{ v} \quad (2)$$

El divisor de voltaje genera una salida de -5V a +5V por lo que se necesita eliminar el voltaje negativo. Esto se logra por medio de un sumador, al cual se le suma +5V para que el menor voltaje posible sea 0V, con una ganancia unitaria y una alimentación del amplificador operacional de -5V en la entrada de voltaje negativo y +5V en la entrada de voltaje positivo para que el valor positivo máximo que pueda dar en la salida sea de +5V. De esta manera, en la salida de la etapa de adecuación se tiene un voltaje que varía de 0V a +5V, cuando en la entrada se tiene un voltaje de -12V a +12V, asumiendo de esta manera que el centro se encuentra en +2.5V y arrojando como voltaje de salida uno con el que el microcontrolador si puede operar, pudiendo mandar esta variación de tensión a la entrada analógica del micro controlador PIC.

C. Control

Para llevar a cabo el procesamiento de la señal que capta el receptor de 4 cuadrantes y que debe de controlar el posicionador, tanto del receptor como del láser del transmisor, se utiliza un PIC. Para la retroalimentación se utilizarán sensores de efecto Hall acompañados de sus circuitos de adecuación.

Se utilizó el micro controlador PIC18F4331, del cual se utilizan dos de sus entradas, estas reciben el voltaje emitido por el receptor, habiendo pasado por la etapa de adecuación. Para estas dos entradas se aplica un algoritmo que las convierte en señal digital para poder ser manejadas, de manera que arrojen 4 señales que controlen los electroimanes, dependiendo del nivel de voltaje que tengan en la entrada. Este PIC cuenta con 4 salidas de señal PWM, que son entregadas al sistema de potencia. Los sensores de efecto Hall están colocados en el prototipo, debajo de la placa, en medio de los electroimanes y el centro de la placa como se muestra en la Figura 4.

La placa cuenta con unos imanes de neodimio colocados exactamente arriba de los transductores. A medida que la placa se acerque al sensor de efecto Hall, este envía una variación de voltaje a un circuito de acondicionamiento, el cual tiene como entradas el voltaje del transductor y el voltaje que arroja el circuito de adecuación (Fig.3). Se utiliza un amplificador

operacional como restador (Fig. 5a) para cuando los valores de la etapa de acondicionamiento vayan del centro (2.5V) hacia un valor más grande (5V), y un amplificador operacional como sumador (Fig. 5b) para cuando la etapa de ajuste arroje valores del centro (2.5V) a un valor más bajo (0V).

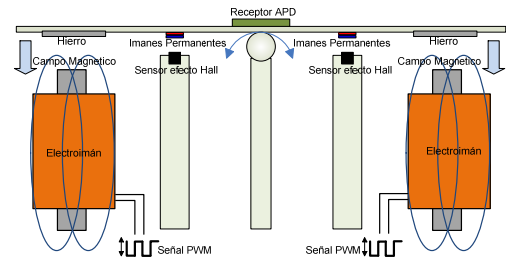


Fig. 4 Vista transversal del prototipo, con campo magnético y flechas de movimiento especificados.

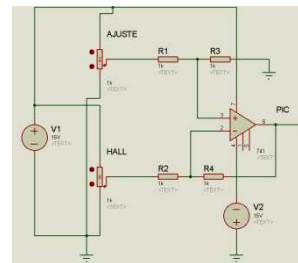
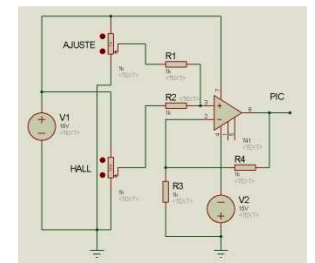


Fig. 5a. OPAMP Restador



5b. OPAMP Sumador

Con los cuales mantendrá el circuito estabilizado en el centro por medio de un lazo cerrado dado por los sensores de efecto Hall.

D. Potencia

En las 4 salidas de señal PWM que salen del micro controlador se tiene un voltaje máximo de +3.3V, el cual no es suficiente para alcanzar la corriente necesaria para generar un campo magnético que produzca movimiento, por lo tanto, se utilizaron amplificadores operacionales para darle una ganancia de 4 a la señal PWM, dando como resultado un voltaje de 14.2V sin la carga conectada. Al conectarle la carga, el voltaje se cae por completo, por lo que se hizo uso de dos transistores Darlington (Fig. 6) en cascada para obtener una mayor amplificación en corriente aumentando la potencia y evitando cargar la señal de la salida del microprocesador, dando como resultado 13.5V sin carga y 11V con carga, que aplicados en el electroimán que tiene una resistencia de 12.8Ohms, por lo que la corriente máxima que circula por él es de 0.85 Amperes, siendo suficiente para atraer la pastilla de hierro completamente, la cual se encuentra pegada a la placa, provocando un movimiento de la base de 7.6 grados máximo hacia cada lado de los ejes.

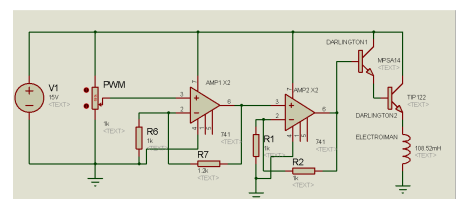


Fig. 6 Amplificación y arreglo de Transistores de la señal PWM.

E. Electroimanes

Para la construcción de los electroimanes en este prototipo se tomaron en cuenta ciertos factores que a continuación se mencionaran de manera más detallada.

El primer elemento a considerar es el número de vueltas del electroimán, el cual permite establecer la fuerza de atracción magnética máxima, es decir, a mayor número de espiras, mayor atracción de la placa.

El siguiente factor es la corriente que circula por la carga (electroimán), ya que la atracción magnética es directamente proporcional a este flujo, y para éste caso específico, el movimiento de la placa estará en función de la corriente, es decir, la variación de la señal PWM se encarga de producir un cambio en la inclinación de la placa en la que se encuentra el receptor.

La distancia máxima de atracción es otro de los puntos importantes, ya que es hasta donde surten efecto las líneas de campo magnético, y los grados de movilidad que tiene la placa están relacionados directamente con esta longitud.[4]

El peso de cada pastilla metálica junto con su respectivo lado de la placa es también importante, ya que dependiendo de esta carga será la fuerza magnética requerida por el electroimán.

Ya teniendo los factores a considerar para la construcción del electroimán, a continuación se mencionan algunas de las variables y constantes necesarias para la resolución de las fórmulas que se ocuparan para ésta implementación.

El flujo magnético es lo que resulta al multiplicar el campo magnético por el área del extremo del núcleo.

La unidad del flujo magnético es $T \cdot m^2$, la cual se define como un *weber* (Wb); $1Wb = 1 T \cdot m^2$. [5]

$$\Phi = B \cdot A \quad (3)$$

La fuerza de un electroimán se mide por la mayor fuerza que pueda obtenerse sobre un material ferromagnético, el cual es directamente proporcional al área de contacto del núcleo y al cuadrado del campo magnético e inversamente proporcional a la permeabilidad y está dado por:[6]

$$F = \frac{B^2 \cdot A}{2\mu_0} \quad (4)$$

Según la ley de ampere para circuitos magnéticos una bobina de N vueltas y corriente I alrededor de un núcleo ferromagnético produce una fuerza magneto motriz (fmm) dada por:

$$fmm = N \cdot I \quad (5)$$

En donde las unidades están dadas por amperios.

Haciendo una analogía de la ley de Ohm donde el voltaje está dado por el producto de la corriente y la resistencia, con un circuito magnético donde el voltaje está representado por la fmm, la corriente por el flujo magnético y la resistencia por la Reluctancia, entonces tenemos que:[7]

$$fmm = \Phi \cdot \mathfrak{R} \quad (6)$$

De las ecuaciones anteriores podemos concluir que:

$$N \cdot I = \Phi \cdot \mathfrak{R} \quad (7)$$

En un circuito magnético las líneas de fuerza se consideran de un polo a otro. En el caso de este trabajo, el electroimán atrae a una placa metálica, el camino de la fuerza magnética está dado por la distancia entre los polos más la distancia del polo a la placa. Por lo tanto es necesario considerar la permeabilidad del material del núcleo (μ_{Hierro}) así como la del aire (μ_0) que separa un polo con la pastilla de hierro pegada a la placa.

Como el núcleo utilizado es de hierro se considera una permeabilidad máxima de 5000 y la permeabilidad del aire está dada por $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} T \cdot m/A$, por lo que la ecuación 7 quedaría como:

$$N \cdot I = \Phi \cdot \left(\frac{L}{\mu_{Hierro} \cdot A} + \frac{x}{\mu_0 \cdot A} \right) \quad (8)$$

Donde L representa la longitud del núcleo y x la distancia existente entre la pastilla de hierro y el extremo del núcleo. (Fig. 7)

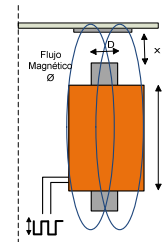


Fig. 7 Circuito magnético del electroimán.

Puesto que la reluctancia del aire es mucho mayor que la de hierro (debido a su permeabilidad), esta última se puede considerar despreciable, por lo que se obtiene que:[8]

$$N \cdot I = \Phi \cdot \frac{x}{\mu_0 \cdot A} \quad (9)$$

De donde:

$$\Phi = \frac{N \cdot I \cdot \mu_0 \cdot A}{x} \quad (10)$$

Sustituyendo Φ en la ecuación 3, queda:

$$\frac{N \cdot I \cdot \mu_0 \cdot A}{x} = B \cdot A \quad (11)$$

De donde:

$$B = \frac{N \cdot I \cdot \mu_0}{x} \quad (12)$$

Sustituyendo B en la ecuación 4, queda:

$$F = \frac{\left(\frac{N \cdot I \cdot \mu_0}{x} \right)^2 \cdot A}{2\mu_0} \quad (13)$$

Dando como resultado la fuerza total del electroimán:

$$F = \frac{1}{2} \mu_0 \cdot A \cdot N^2 \cdot \left(\frac{I}{x} \right)^2 \quad (14)$$

Despejando el número de vueltas nos queda:

$$N = \sqrt{\frac{2 \cdot F}{\mu_o \cdot A}} \cdot \left(\frac{x}{I}\right) \tag{15}$$

Si se considera una fuerza de un 1N para obtener un margen de seguridad y el área de contacto del núcleo tiene un radio de 0.6cm, se obtiene que:

$$A = \pi \cdot r^2 = \pi(0.6 \cdot 10^{-2})^2 = 1.13 \cdot 10^{-4}m^2 \tag{16}$$

La separación que existe entre el polo del electroimán y la pastilla de hierro (x) es de 1cm y la corriente máxima (I) de la bobina es de 0.85 Amperes.

Por lo anterior:

$$F= 1N$$

$$A = 1.13 \cdot 10^{-4}m^2$$

$$\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} T \cdot m/A$$

$$x = 1 \cdot 10^{-2}m$$

$$I= 0.85A$$

Sustituyendo estos valores:

$$N = \sqrt{\frac{2 \cdot 1N}{(4\pi \cdot 10^{-7} T \cdot m/A) \cdot (1.13 \cdot 10^{-4}m^2)}} \cdot \left(\frac{1 \cdot 10^{-2}m}{0.85A}\right)$$

$$N = 1396.2 \cong 1400 \text{ vueltas} \tag{17}$$

Obteniéndose el número de vueltas requerido en la construcción del electroimán.

IV. MEDICIONES

Actualmente se está trabajando en la etapa de retroalimentación la cual ha sido implementada con sensores de efecto Hall de los cuales se hicieron mediciones y se obtuvo una tabla de valores (Tabla 1) para determinar el tipo de respuesta.

TABLA I
Valores de voltaje del sensor de efecto Hall con respecto a la posición.

Voltaje del sensor de efecto Hall (V)	Posición (cm)
2,535	5
2,534	4
2,531	3
2,520	2
2,503	1,5
2,430	1
2,348	0,8
2,208	0,6
1,830	0,4
1,000	0,2
0,400	0,1

A partir de la tabla se graficó una curva de respuesta exponencial (Figura 8a), de cuya línea de tendencia (Figura 8b) se obtuvo una función exponencial dada por la ecuación 18.

$$y = 0,040e^{1,531x} \tag{18}$$

A partir de esta ecuación se genera una con comportamiento opuesto que corresponde a una función logarítmica para que al sumarse ambas, se obtenga una respuesta más lineal de los sensores y por lo tanto un funcionamiento más estable del sistema.

La ecuación logarítmica obtenida está dada por la ecuación 19. La cual genera la gráfica mostrada en la Figura 8c.

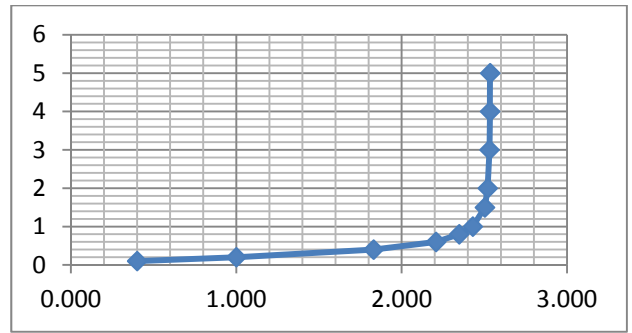


Figura 8a. Curva de respuesta de tabla 1.

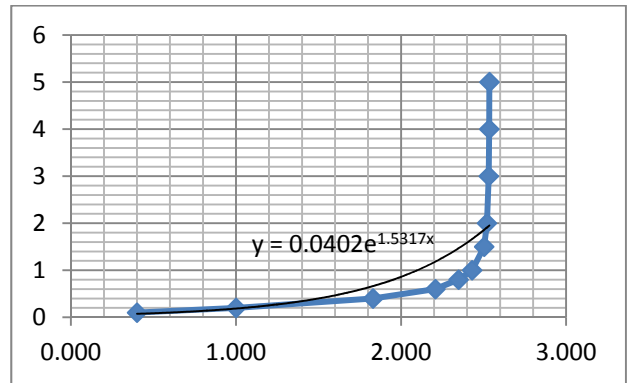


Fig. 8b Línea de tendencia.

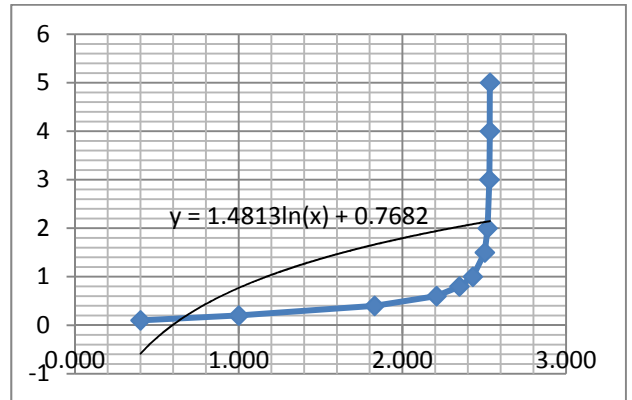


Fig. 8c Gráfica inversa de línea de tendencia.

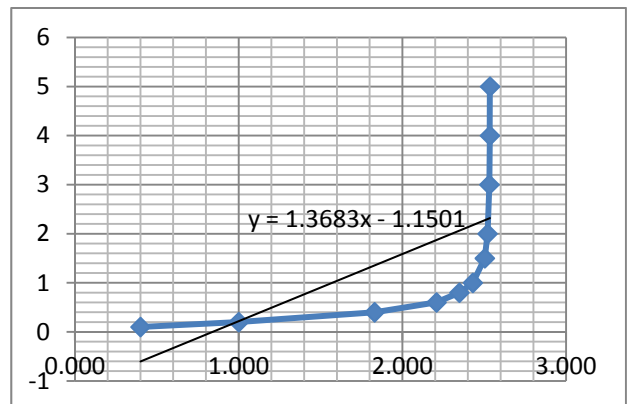


Fig. 8d Función lineal.

$$y = 1,481\ln(x) + 0,768 \quad (19)$$

Donde la gráfica resultante de ambas se muestra en la Figura 8d. Con la siguiente ecuación:

$$y = 1,368x - 1,150 \quad (20)$$

Cuando se grafican datos de dos variables medidas experimentalmente, es frecuente que no se presente una dependencia lineal entre ellas. Usualmente se presentan curvas en las que no es fácil decidir el tipo de dependencia que existe entre las variables. La relación entre las dos variables experimentales medidas se ajusta a una función del tipo $Y = b \cdot C^{ax}$, donde b , C y a son constantes reales. En caso de que la tendencia de los datos sea de tipo exponencial, el paso a seguir es determinar los valores de b y a , esto solo es posible mientras que C , la base de la potencia, sea conocida.

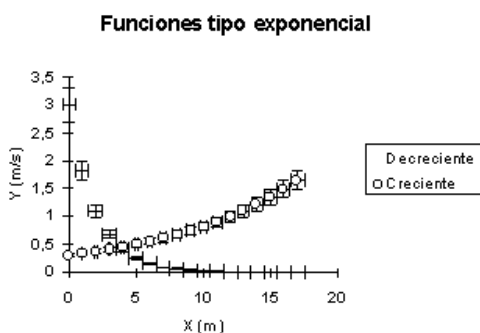


Figura 9. Datos experimentales que aparentan tener tendencia exponencial.

Se sabe que por ser exponencial, la ecuación que rige esta tendencia está dada por:

$$Y = b \cdot C^{ax} \quad (21)$$

Una gran variedad de fenómenos físicos obedece a la base $e=2.71828\dots$, el cual es conocido como número de Euler. Este número irracional es la base de los logaritmos neperianos o naturales.

El logaritmo natural toma como base el número de Euler, esto se puede expresar como $\log_e = \ln$. Al definirse el logaritmo como el número al cual debe elevarse la base para obtener la potencia, puede observarse que e^x y $\ln x$ son funciones inversas, porque lo que se cumple:

$$\log_e e^x = \ln e^x = x \quad (22)$$

Adoptando como base el número de Euler, la ec.21 queda expresada como:

$$Y = b \cdot e^{ax} \quad (23)$$

La linealización es una técnica matemática para hallar la ecuación que rige dos variables dependientes, mediante la transformación de la gráfica de la función en una línea recta, con

el objeto de interpretar el significado físico de la pendiente y el intercepto obtenidos [9].

Una vez expresado que la función exponencial y la logarítmica son funciones opuestas, de la gráfica de la función exponencial de tendencia inicial (Fig. 8a) se obtiene la representación de la función logarítmica correspondiente y de los puntos de las intercepciones de ambas resulta la ecuación de la recta que nos da la linealización que se pretende lograr, con el fin de obtener un mejor control en el sistema.

IV. CONCLUSIÓN

En este trabajo se presenta el diseño, implementación y caracterización de un sistema electromagnético como parte de un sistema de apuntamiento, adquisición y seguimiento espacial (ATP) de un faro óptico empleado para establecer comunicación entre un satélite y la estación terrena por medio de láser. Los resultados obtenidos demuestran la factibilidad para su utilización en situaciones reales aunque es conveniente mencionar que los resultados obtenidos son sobre un prototipo de laboratorio pero actualmente se trabaja sobre el diseño de un sistema con dimensiones más reducidas pero basándose en el mismo principio de operación. El sistema reportado forma parte de la propuesta técnica para la carga útil óptica de un satélite de órbita baja el cual se desarrollaría en colaboración con diversas instituciones nacionales.

REFERENCIAS

- [1] Hamid Hemmati, *Deep Space Optical Communications*, Wiley-Interscience; 1s edition (April 12 2006), USA.
- [2] R. Ursin, *Free-Space Quantum Communication Towards Satellites, Conference WD3.3*, IEEE Summer Topicals, 8-10 July 2013, Waikoloa, Hawaii, USA.
- [3] Juan-de-Dios Sánchez- López, Arturo Arvizu M, Francisco J. Mendieta and Iván Nieto Hipólito (2011). Trends of the Optical Wireless Communications, *Advanced Trends in Wireless Communications*, Dr. MutamedKhatib (Ed.), ISBN: 978-953-307-183-1, InTech, DOI: 10.5772/15493. Available from: <http://www.intechopen.com/books/advanced-trends-in-wireless-communications/trends-of-the-optical-wireless-communications>.
- [4] Pedro M. Zapata Sánchez, *Diseño e implementación de electroimán y actuador electrónico aplicado a un sistema de levitación magnética*, Pontificia Universidad Católica de Perú (Marzo 2010), Lima, Perú.
- [5] Serway, Vol.2, 7ma edición, Física para ciencias e ingeniería.
- [6] Lecciones de electricidad By J. Ney, Marcombo s.a. 1977 5ta edición, ISBN: 84-267-0194-9, Barcelona, España.
- [7] Schaum, Joseph A. Edminister, *Electromagnetismo*, 2003, 1era edición.
- [8] Robert Mimeur, *Electromecánica de precisión: técnica de los pequeños electromecánicos*, editorial reverté, ISBN:84-291-3060-8, Noviembre 2005, España.
- [9] S. Gil y E. Rodríguez, *Física re-Creativa*, Prentice Hall, Buenos Aires 2001.
- [10] Stephen G. Lambert, *Laser Communications in Space*, Artech House Optoelectronics Library, Mayo, 1995, USA.

Luis Alberto Morán Medina. Nacido en Ciudad Obregón, Sonora el 11 de Mayo de 1982. Obtuvo el título de Ingeniero en electrónica en el Instituto Tecnológico de Sonora, en Ciudad Obregón, Sonora, México en el 2008. Ha trabajado en ICom Electronics (2003-2005) en el mantenimiento y reparación de equipo electrónico marino y terrestre, en Sistemas electrónicos (2006-2011), siendo encargado de la reparación y mantenimiento de garantías para las marcas Samsung y LG. Actualmente, dedicado a la docencia e investigación, habiendo impartido clases de óptica y física moderna, cálculo e inglés en el Instituto Tecnológico de Sonora (ITSON) y en el Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey (ITESM) campus Ciudad Obregón. En el área de

investigación ha trabajado en proyectos como el SENSAT 1 (2011) y creado propuestas para el SATEX 2(2012), actualmente colaborando con el CICESE en la creación de un prototipo de una carga útil óptica satelital por parte del ITSON en Ciudad Obregón, Sonora. Las áreas de interés son en los campos de control y telecomunicaciones.

Ing. Morán, miembro activo de la Sociedad Mexicana de Ciencia y Tecnología Aeroespacial (SOMECyTA). Co-autor del artículo "Subsistema electromagnético para rastreo de un faro óptico en un enlace cuántico satelital" impreso en el 2do Congreso Nacional y 1er Congreso Latinoamericano de Ciencia y Tecnología Aeroespacial realizado en San Luis Potosí (2012).

Juan Carlos Murrieta Lee. Nació en Cd. Obregón, Sonora, el 29 de diciembre de 1963, tiene estudios de Doctorado en Ciencias en Ingeniería Eléctrica y Electrónica por la Universidad de Manchester Instituto de Ciencia y Tecnología (UMIST) en el 2001. Es maestro en Ciencias por el Centro de Estudios Científicos y de Educación Superior de Ensenada, CICESE (1995) e Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones por Universidad Autónoma de Nuevo León, UANL (1986).

Actualmente es Director de Desarrollo Industrial y Comercial en la Agencia Espacial Mexicana, previamente fungió como profesor investigador de tiempo completo adscrito al Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora (ITSON), en Cd. Obregón, Sonora, por más de 24 años, donde ha fungido como director de la carrera de Ingeniero en Electrónica y es actualmente Coordinador del Centro Tecnológico para la Integración y Desarrollo Empresarial del ITSON. Desde 1997 es miembro del Comité Académico de Electromagnetismo y Comunicaciones del Centro Nacional de Evaluación (CENEVAL), para el examen de egreso del Ingeniero en Electrónica.

Posee el reconocimiento del perfil deseable de profesor-investigador por el PROMEP de la SEP. Ha participado en 11 proyectos de Investigación, Desarrollo e Innovación. Es editor de la revista RIEE&C –ISBN 1870-9532- desde Agosto de 2007. En 1998 recibió el premio nacional a la mejor tesis de Maestría en Ingeniería por la Academia Mexicana de Ingeniería, 2do. Lugar. Tiene una patente internacional y ha publicado más de 17 artículos en revistas y congresos.

Arturo Arvizu Mondragón. Obtuvo el título de Ingeniero Mecánico Electricista (1987) y el grado de maestría en Ingeniería Eléctrica en la Facultad de Ingeniería de la UNAM (1989). Actualmente es Investigador en el Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada donde obtuvo el grado de Doctor en Ciencias en Comunicaciones (2000). Sus principales áreas de trabajo son las comunicaciones ópticas cuánticas y clásicas inalámbricas y por fibra óptica.

Ramón Muraoka Espíritu. Ingeniero en Electrónica egresado de la Universidad Autónoma de Baja California (UABC) en 1996, es parte del grupo de comunicaciones fotónicas del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones del Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California (CICESE) , donde obtuvo el grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones en el 2005, sus trabajos corresponden a receptores ópticos, electrónica de bajo ruido, comunicaciones óptica por espacio libre, comunicaciones móviles, entre otros.

Luis Francisco Velis Martínez. Nació en Guaymas, Sonora el 28 de Agosto de 1983. Obtuvo el título de Ingeniero Electrónico con Especialidad en Sistemas de Control Industrial en el Instituto Tecnológico de Sonora (ITSON) en el 2008. Actualmente ocupa el puesto de Jefe de Departamento Instrumentista en la empresa ArcelorMittal en la Terminal Portuaria de Guaymas. Sus principales áreas de desarrollo son el mantenimiento preventivo, correctivo y predictivo de los sistemas de instrumentación y control de la línea de producción.

Laboratorio Remoto de Robótica y Procesos de Manufactura Industriales

Barraza C. Néstor, Rodríguez V. Salatiel, Romero A. Jorge F., Castillo O. Rafael,
Acosta E. Milka del C. y Salazar A. Rubí

Resumen—El presente artículo aborda el diseño de un laboratorio remoto para controlar robots y procesos de manufactura industriales, con el fin de que alumnos de Ingeniería en Mecatrónica, Ingeniería Industrial y de Sistemas e Ingeniería en Sistemas de Información, de la Universidad de Sonora puedan realizar prácticas de laboratorio con equipos industriales reales a distancia. El control remoto de robots y procesos de manufactura industriales se realiza con software libre y con dispositivos mecatrónicos sin necesidad de modificar ni el software ni el hardware de fábrica de los equipos. Para llevar a cabo esta tarea se emplea un servidor tipo LAMP, que administra el tiempo de uso de los equipos, los equipos MPS se controlan por medio de escritorio remoto, además se diseñó un dispositivo mecatrónico para controlar el robot industrial a la vez que son monitoreados por cámaras IP.

Palabras clave—Laboratorio Remoto, Servidor tipo LAMP, Software libre.

I. INTRODUCCIÓN

Existen diferentes tipos de laboratorios en la educación, *Lorandi et al* los clasifica como Laboratorios convencionales (LC), laboratorios virtuales (LV) y Laboratorios remotos (LR) [1]. Un ejemplo de Laboratorio Remoto nos ofrecen *Ladino y Hurtado* en su Artículo: “Laboratorio remoto para la enseñanza de la programación de un robot industrial” [2]. En donde se describe la evolución del desarrollo y funcionamiento de un laboratorio remoto para la enseñanza de la automatización. Por medio de una aplicación Web, un software de acceso remoto que permite una conexión multiusuario independiente y archivos que contienen código con comandos del símbolo del sistema.

Manuscrito recibido el 26 de Septiembre de 2013. Este trabajo fue respaldado por el Departamento de Ingeniería Industrial de la Universidad de Sonora.

Néstor de Jesús Barraza Celaya, es alumno de noveno semestre de licenciatura en Ingeniería en Sistemas de Información de la Universidad de Sonora Blvd. Transversal y Rosales; Hermosillo, Sonora, México; C.P. 83000; Tel: (662) 2592159, e-mail: nestord.barrazace@correoa.uson.mx.

Salatiel Rodríguez Velarde alumno de noveno semestre de la licenciatura en Ingeniería en Mecatrónica de la Universidad de Sonora, salatiel.rodriguezve@correoa.uson.mx.

Jorge Franco Romero Aguilar hasta la fecha se ha desempeñado como Maestro de Tiempo Completo del Departamento de Ingeniería Industrial de la Universidad de Sonora e-mail jromero@industrial.uson.mx.

Rafael Castillo Ortega hasta la fecha se ha desempeñado como Maestro de Tiempo Completo Titular del departamento de Ingeniería Industrial de la Universidad de Sonora, e-mail rcastillo@industrial.uson.mx.

Milka del Carmen Acosta Enríquez hasta la fecha se ha desempeñado como Maestro de Tiempo Completo Titular del Departamento de Investigación en Física de la Universidad de Sonora e-mail: milka@cifus.uson.mx.

Rubí Salazar Amador hasta la fecha se ha desempeñado como profesora-investigadora y coordinadora del posgrado en Ingeniería Mecatrónica de la Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla, e-mail: rubi.salazar@upaep.mx.

Con esto se logra administrar el laboratorio evitando conflictos de uso entre los usuarios. El objetivo es incrementar el tiempo de productividad y eliminar las restricciones de espacio y tiempo para la utilización de un robot manipulador de tipo industrial.

Por otra parte *Caicedo et al* en su artículo “Laboratorio distribuido con acceso remoto para la enseñanza de la robótica” [3]. Presenta un laboratorio distribuido con acceso remoto para la enseñanza de la robótica, que corresponde al principal resultado del proyecto de investigación aprobado y financiado por COLCIENCIAS, CINTEL, Universidad del Valle y Universidad del Quindío. El laboratorio permite el desarrollo de sesiones prácticas interactivas a estudiantes de ambas universidades sobre plataformas móviles (Pioneer 3DX) y sobre brazos robóticos (Mitsubishi RV-2AJ). Las tareas normalmente desarrolladas involucran: programación, supervisión y visualización, esta última usando video y/o una representación en 2D. Esta herramienta de enseñanza en robótica permite que estas dos costosas plataformas de experimentación puedan ser usadas colaborativamente por ambas universidades, mejorando la comunicación entre estudiantes, grupos de investigación y permitiendo el desarrollo de actividades educativas y/o investigativas multidisciplinarias.

Por otro lado *Macías et al* en la presentación “Laboratorios Remotos: Aprendizaje y entrenamiento a distancia” Instituto Tecnológico de Estudios Superiores de Monterrey (ITESM) campus Monterrey y Corporación Universitaria para el Desarrollo del Internet (CUDI), 2008 [4]. Nos expone los laboratorios remotos con los que cuentan: eLab y TeleLab enlazando los campus: Monterrey, Ciudad de México y Cuernavaca.

Por su parte *Saire et al*, en su artículo “Plataforma de aprendizaje a distancia en automatización industrial empleando laboratorios remotos” [5], presenta la arquitectura necesaria para realizar un laboratorio remoto con dispositivos con redes *Asi*, utilizando internet.

Otra aportación importante fue presentada por *Ariza et al*, en su artículo “Laboratorio remoto aplicado a la educación a distancia” [6]. Donde se exhibe el diseño de un laboratorio remoto aplicado a la educación a distancia, en el cual los estudiantes pueden realizar prácticas desde cualquier punto de conexión a Internet. Para lograr esto, se desarrolló una aplicación Web que permite la identificación de usuarios, la administración del laboratorio y el acceso remoto de los equipos conectados a un

ordenador servidor desde un ordenador de un cliente. El resultado de este trabajo es una herramienta de acceso público que permite utilizar los equipos de un laboratorio de automatización sin restricciones de tiempo ni espacio con el fin de complementar su aprendizaje.

Recientemente en México se llevó a cabo la reunión de la Corporación Universitaria para el Desarrollo del Internet (CUDI) a nivel nacional en Ensenada Baja California [7]. En la cual se presentaron una amplia variedad de Laboratorios Remotos y virtuales que existen en México y en el mundo en una comunidad de laboratorios compartidos basados en Internet 2. Entre las instituciones educativas que cuentan con dichos laboratorios destacan la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), ITESM con varias sedes, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET), Centro de Investigación en Alimentos y Desarrollo, A.C. (CIAD), Centro de Investigación en Materiales Avanzados S.C. (CIMAV), Universidad Autónoma de San Luis Potosí (UASLP), Universidad Michoacana, Unison, e internacional la Red Nacional Académica de Tecnología Avanzada (RENATA) de Colombia y la Universidad Nacional Agraria de Managua Nicaragua.

En este trabajo se presenta el diseño de un laboratorio remoto que emplea control a distancia para robots y procesos de manufactura industriales desarrollado en el Departamento de Ingeniería Industrial de la Universidad de Sonora, campus centro.

Para llevar a cabo esta tarea se utiliza un servidor tipo: Linux Apache MySQL y Python (LAMP) que maneja software libre para administrar el tiempo de uso de los equipos. Además se aprovecha escritorio remoto para acceder a los equipos Sistema de Producción Modular (MPS por sus siglas en inglés) y se diseñó un dispositivo mecatrónico para controlar el robot industrial a la vez que son monitoreados por cámaras IP es un acrónimo de Protocolo de Internet (por sus siglas en inglés Internet Protocol IP). A continuación se describen cada uno de los elementos del sistema.

II. FUNDAMENTOS

A. Software libre

Software libre significa que el software respeta la libertad de los usuarios y la comunidad. En términos generales, los usuarios tienen la libertad de copiar, distribuir, estudiar, modificar y mejorar el software. Con estas libertades, los usuarios (tanto individualmente como en forma colectiva) controlan el programa y lo que hace [8].

Un programa es software libre si los usuarios tienen las cuatro libertades esenciales:

- La libertad de ejecutar el programa para cualquier propósito (libertad 0).
- La libertad de estudiar cómo funciona el programa, y cambiarlo para que haga lo que usted quiera (libertad 1). El acceso al código fuente es una condición necesaria para ello.

- La libertad de redistribuir copias para ayudar a su prójimo (libertad 2).
- La libertad de distribuir copias de sus versiones modificadas a terceros (libertad 3). Esto le permite ofrecer a toda la comunidad la oportunidad de beneficiarse de las modificaciones. El acceso al código fuente es una condición necesaria para ello.

B. Programación de un robot industrial

FANUC cuenta con un software llamado Roboguide el cual cuenta con un Teach Pendant virtual. En este trabajo se desarrolla el sistema de forma real, manipulando el Teach Pendant y monitoreando el Robot real con una cámara IP en lugar de un simulador virtual [9].

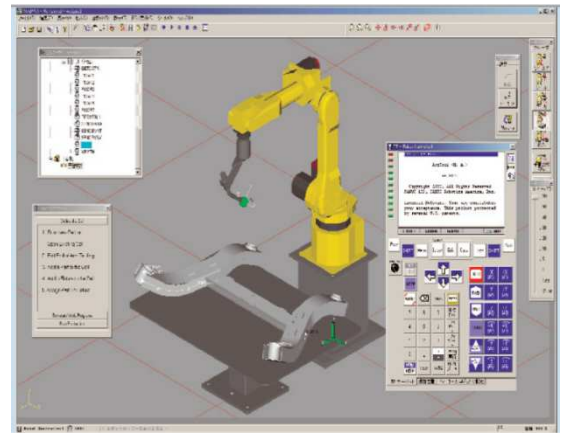


Fig. 1 Software propietario de FANUC llamado Roboguide.

III. ESQUEMA EXPERIMENTAL

Para el desarrollo de este trabajo se utilizó un Robot marca FANUC modelo Arc mate 100i y 5 estaciones de trabajo MPS. Las estaciones pueden trabajar de manera independiente o funcionar coordinadas para lograr la fabricación desasistida. A través de protocolos de comunicación y secuencias de trabajo es posible coordinar los equipos para crear secuencias altamente automatizadas.

En la figura 2 se muestran las 5 estaciones MPS.



Fig. 2 Cinco MPS de UNISON.

A. Servidor web LAMP

Se utiliza un servidor LAMP, acrónimo usado para describir un sistema de infraestructura de internet que usa las siguientes herramientas:

1.-Linux, como sistema operativo. En este trabajo se emplea la distribución de UBUNTU.

2.-Apache, como servidor web.

3.- MySQL, como gestor de bases de datos.

4.- Perl, PHP, o Python, son los lenguajes de programación.

La combinación de estas tecnologías es usada principalmente para definir la infraestructura de un servidor web.

Para administrar el acceso al laboratorio remoto se emplean los parámetros: usuarios, contraseña y tiempo reservado de los equipos. También se habilitó por software el acceso a escritorio remoto y por hardware el acceso a un dispositivo diseñado para manipular un *Teach Pendant* remotamente.

Como retroalimentación del laboratorio se colocaron dos cámaras IP para ver en tiempo real los cambios que se realizan remotamente, las cuales pueden moverse en el plano XY y cuentan con ZOOM (ver Fig. 3). Además se cuenta con micrófonos para monitorear alarmas sonoras en caso de ser activadas durante el uso del equipo. Para el escritorio remoto se utilizó VNC (Computación Virtual en Red) que permite hacer conexiones punto a punto que puede funcionar con Windows, MAC, UNIX y LINUX [10].



Fig.3 Cámara IP.

B. Dispositivo diseñado para manipular el Teach Pendant

Para controlar el dispositivo Teach Pendant se desarrolló un robot cartesiano que emplea lenguaje de programación Python [11] con tecnología electrónica de Arduino [12].

El robot cuenta con movimientos en el espacio tridimensional xyz . Los movimientos en el plano xy se llevan a cabo mediante dos servomotores que posicionan al robot en el botón correspondiente y un actuador en la coordenada z permite presionar el interruptor deseado. El Arduino se programa con dos salidas digitales empleando modulación por ancho de pulso (PWM) para controlar los servomotores y con cuatro salidas digitales convencionales para controlar los actuadores. De esta manera el robot cartesiano posiciona un actuador exactamente en la ubicación del interruptor que se desea accionar.

Es importante mencionar que, por seguridad, se cuenta con actuadores independientes para los botones de paro de emergencia y el interruptor dead-man. Además de un actuador para el interruptor rotativo.

El display y los indicadores de status del Teach Pendant están continuamente monitoreados durante su uso por una cámara Web con micrófono y se controla por escritorio remoto como se muestra en la figura 4.

Para el caso de los MPS, únicamente se accede al escritorio remoto de cada uno para controlar sus procesos. Estos a su vez dirigen los controladores lógicos programables (PLC) que están directamente involucrados en los mismos, de manera que no se modifica el software original. Un ejemplo para este caso se presenta en la figura 5.



Fig. 4 Página para control remoto Robot FANUC.

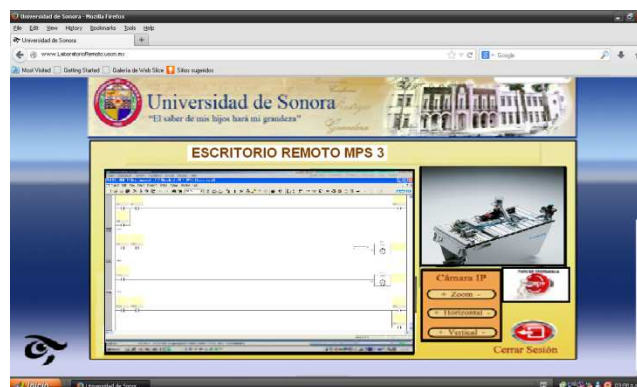


Fig. 5 Página para control remoto MPS 3.

C. Diagrama de flujo

Para describir el diagrama de flujo se inicia con la tabla 1 en donde se asignan valores en coordenadas rectangulares para cada interruptor que se desea accionar, la cual aparecerá en la página web. Si se desea presionar un interruptor se debe dar clic en el botón deseado y mediante una condicional se decidirá cuántos grados deben girar el motor en X ya sea a la izquierda o a la derecha de la posición actual y después con otro condicional se

decide cuantos grados debe girar el motor Y si va a subir o bajar de la posición actual.

TABLA I
MATRIZ DEL TECLADO

(0,9)	(1,9)	(2,9)	(3,9)	(4,9)	(5,9)	(6,9)
(0,8)	(1,8)	(2,8)	(3,8)	(4,8)	(5,8)	(6,8)
(0,7)	(1,7)	(2,7)	(3,7)	(4,7)	(5,7)	(6,7)
(0,6)	(1,6)	(2,6)	(3,6)	(4,6)	(5,6)	(6,6)
(0,5)	(1,5)	(2,5)	(3,5)	(4,5)	(5,5)	(6,5)
(0,4)	(1,4)	(2,4)	(3,4)	(4,4)	(5,4)	(6,4)
(0,3)	(1,3)	(2,3)	(3,3)	(4,3)	(5,3)	(6,3)
(0,2)	(1,2)	(2,2)	(3,2)	(4,2)	(5,2)	(6,2)
(0,1)	(1,1)	(2,1)	(3,1)	(4,1)	(5,1)	(6,1)
(0,0)	(1,0)	(2,0)	(3,0)	(4,0)	(5,0)	(6,0)

Al girar el motor que está acoplado a un tornillo sin fin mueve una rosca en donde está colocado mecánicamente el actuador en los dos ejes. Dependiendo del paso del tornillo sin fin y el número de hilos tendremos una relación distancia por número de giros. Como por ejemplo un paso 2 mm y un hilo se necesitarán de 5 giros que equivalen a un avance de un centímetro. En el eje de las X o en el eje de las Y según sea el caso.

El diagrama de flujo se presenta en la Fig. 6, en el Inicio la posición actual será la posición de home en la coordenada (0,0) y la posición deseada la inicializamos en (0,0). Después se espera a que se ingrese una nueva posición deseada con la interface gráfica y se asignan los valores de acuerdo a la tabla 1 del botón a la posición deseada en el eje xy en el eje y. Si la posición deseada y la posición actual son la misma entonces se habilita la activación del actuador para presionar el botón deseado. Si no es así, se deshabilita la activación para que no salga el actuador cuando el robot cartesiano se esté trasladando hacia la nueva posición.

Posteriormente se compara la posición deseada con la posición actual y se decide si el motor del eje de las x girará a la derecha o a la izquierda o no girará. Después se coteja la posición deseada en y el motor del eje y girará para subir o bajar hasta posicionarse en donde se desea. Finalmente, la posición deseada asigna los valores a la posición actual iniciando de nuevo el ciclo. Para salir del ciclo infinito se selecciona el botón de SALIR de la interfaz gráfica, de esta manera se termina en FIN.

IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se presenta un modelo de proceso de gestión para laboratorios de robótica y automatización el cual implementa un sistema web con infraestructura de software libre LAMP montado sobre un servidor Ubuntu, mismo que provee los controles de acceso, seguridad y uso del laboratorio para la realización de prácticas de laboratorio integra además una interface robótica basada en Arduino, programado con el lenguaje de programación Python, que manipula un equipo Teach

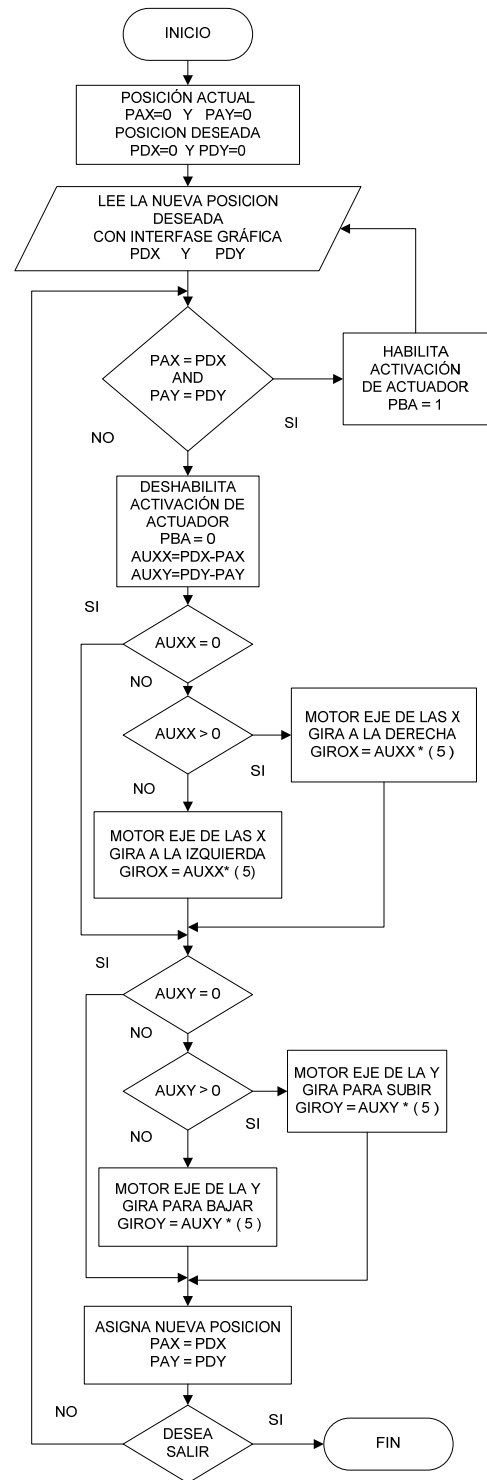


Fig. 6 Diagrama de Flujo del Sistema.

Pendant por hardware. Este último componente es un robot cartesiano de pequeñas dimensiones que es manipulado vía web.

Como resultado se tiene un sistema integrado de administración de tiempo, acceso y práctica remota para los estudiantes, que les permite utilizar los equipos del laboratorio de robótica y mecatrónica avanzada sin restricciones de tiempo ni espacio con el fin de complementar su aprendizaje. El sistema cuenta con retroalimentación en tiempo real mediante las

cámaras IP y los micrófonos instalados para escuchar las alarmas auditivas del equipo, monitoreando también la pantalla del *Teach Pendant* con una cámara Web. Actualmente los estudiantes pueden acceder a un robot marca FANUC y cinco estaciones de trabajo MPS marca FESTO.

En resumen los alumnos pueden: ver, oír y manipular las computadoras que controlan los MPS y el Robot Industrial. Sin modificar el software y hardware original de cada fabricante de los equipos industriales. La ventaja de esta propuesta contra las ya existentes es en razón del costo del software por el uso de licencias y permisos de acceso al hardware, en contraparte este fue desarrollada con software libre. Presenta además la flexibilidad de permitir modificar la distribución de los laboratorios de acuerdo a las necesidades lo cual no es contemplado por los sistemas propietarios donde la distribución debe acoplarse a únicamente a lo establecido. Añade también una pieza de hardware diseñado para el control (un robot cartesiano).

En nuestro caso en particular el laboratorio se encuentra en las instalaciones del Departamento de Ingeniería Industrial de la Universidad de Sonora campus Hermosillo, que benefician a los alumnos de tres programas de licenciatura: Ingeniería Mecatrónica, Ingeniería Industrial y de Sistemas e Ingeniería en Sistemas de Información.

Como trabajo futuro esta tecnología se propone la adaptación para laboratorios de tipo industrial en instituciones educativas o empresas, en este caso se tiene que modificar de acuerdo al modelo de *Teach Pendant* con el que cuenta el equipo, pero son variaciones menores.

La insistencia en utilizar equipo industrial es con el fin de que los estudiantes adquieran experiencia reales para emplear equipos que van a encontrar en su vida laboral y puedan obtener un trabajo, ya que actualmente las instituciones educativas solo cuentan con equipos didácticos que no se comparan con lo que enfrenta un egresado en la realidad.

RECONOCIMIENTOS

Agradecemos al Dr. Ricardo Alberto Rodríguez Carvajal Jefe del Departamento de Ingeniería Industrial por el apoyo al proyecto interno "Laboratorio Remoto de Robótica y Procesos de Manufactura" Número de Registro: II13/I672.

REFERENCIAS

- [1] A.P. Lorandi, Hermida, J. Hernández y E. Ladrón de Guevara, "Los laboratorios virtuales y laboratorios remotos en la enseñanza en ingeniería," Revista internacional de educación en ingeniería, AcademiaJournals.com Volumen 4, 24-30, 2011.
- [2] C.F. Ariza y D. Amaya, "Laboratorio remoto para la enseñanza de la programación de un robot industrial," Ing. USBMed, Vol. 2, No. 1, 33-39, 2011.
- [3] E. Caicedo, E.V. Bacca, B.A. Calvache, J.E. Cardona y J.A. Buitrago, "Laboratorio distribuido con acceso remoto para la enseñanza de la robótica," Revista Educación en Ingeniería No. 7, 51-61, 2009.
- [4] M. Macías, I. Méndez y E. Guridi, "Laboratorios Remotos: Aprendizaje y entrenamiento a distancia," ITESM campus Monterrey CUDI, 2008.
- [5] A. Saire y H. Gómez, "Plataforma de aprendizaje a distancia en automatización industrial empleando laboratorios remotos," Invest Apl Innov 2(2), 109-116, 2008.

- [6] C.F. Ariza y D. Amaya, "Laboratorio remoto aplicado a la educación a distancia," Ciencia e Ingeniería Neogranadina, Vol. 18-2, 131-145, 2008.
- [7] P. Santiago, "Comunidad de Laboratorios compartidos Laboratorios 2 instituto de física UNAM," CUDI 23-25 mayo 2012, Ensenada Baja California, 2012.
- [8] Software libre. (s.f.) Recuperado el 25 Septiembre de 2013, disponible <http://www.gnu.org/philosophy/free-sw.es.html>
- [9] Software Roboguide. (s.f.) Recuperado el 25 Septiembre de 2013, disponible http://www.fanucrobotics.es/~media/Global/Files/Downloads/Datasheets/ES/Roboguide_IB.ashx
- [10] Software VNC. (s.f.) Recuperado el 25 Septiembre de 2013, disponible <http://www.realvnc.com/products/vnc/>
- [11] Lenguaje de programación Python. (s.f.) Recuperado el 25 Septiembre de 2013, disponible <http://www.python.org/>
- [12] Página oficial de Arduino. (s.f.) Recuperado el 25 Septiembre de 2013, disponible <http://www.arduino.cc/>

Barraza C. Néstor, Nació en Benjamín Hill, Sonora el 30 de Noviembre de 1990. Es estudiante de noveno semestre de la licenciatura en Ingeniería en Sistemas de Información de la Universidad de Sonora en Hermosillo, Sonora. Su director de tesis es M.C. Jorge Franco Romero Aguilar.

Se desempeña como miembro de CSTI (Centro de Servicios de Tecnologías de la Información) grupo formado por iniciativa del profesor Jorge Romero con el propósito de ayudar a los jóvenes estudiantes a adquirir experiencia y desarrollar sus aptitudes y conocimientos.

Rodríguez V. Salatiel, Nació en Monterrey, Nuevo León, el 2 de Junio de 1986. Es estudiante de noveno semestre de la licenciatura en Ingeniería Mecatrónica de la Universidad de Sonora, en Hermosillo Sonora. Su Director de Tesis es M.C. Rafael Castillo Ortega.

Romero A. Jorge F. Nació en la ciudad de Chihuahua, Chihuahua, el 17 de Diciembre de 1970. Es Ingeniero Industrial y de Sistemas desde 1995, obtuvo el grado de Maestro en Ciencias en Ciencias de Computación en 2009 por el Instituto Tecnológico de Hermosillo en la Ciudad de Hermosillo, Sonora.

Ha laborado como empresario independiente del 1999 al 2005, Maestro Determinado en el Departamento de Ingeniería Industrial, Universidad de Sonora.

Castillo O. Rafael, Nació en Pitiquito, Sonora el 2 de febrero de 1961. Es ingeniero en Electrónica por la Universidad Autónoma Metropolitana unidad Azcapotzalco en 2003, Maestría en Ciencias en Ingeniería Mecatrónica por el Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Cajeme en 2007, Tesista del Doctorado en Ingeniería Mecatrónica de la Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla actualmente con Director de tesis Dra. María del Rubí Salazar Amador y Co-Director Dra. Milka del Carmen Acosta Enríquez.

Ha laborado como empresario independiente 1986-2003, maestro de tiempo completo en la Universidad Kino, A.C. 2003-2005, maestro de tiempo completo Universidad Tecnológica de Hermosillo 2005-2006, maestro de tiempo completo en el Departamento de Ingeniería Industrial de la Universidad de Sonora. 2006-actual, en Hermosillo, Sonora, México. Actualmente está involucrado en investigación de Mecatrónica, Robótica, Domótica y Redes de Cómputo

El M.C. Castillo es Titular A, nuevo PTC en PROMEP.

Acosta E. Milka del C. Nació en Ciudad Obregón, Sonora el 20 de Noviembre de 1977. Es Ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Sonora en 1999, Maestría en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con especialidad en Telecomunicaciones por el Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California, en 2000 y Doctor en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con especialidad en Telecomunicaciones por el Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California, en 2006.

Ha laborado en el Departamento de Investigación en Física de la Universidad de Sonora desde el 2006, en Hermosillo, Sonora, México. Actualmente está involucrada en la investigación de materiales funcionales y dispositivos optoelectrónicos.

La Dra. Acosta es Investigadora Titular B, cuenta con Perfil PROMEP vigente y pertenece al Sistema Nacional de Investigadores Nivel 1.

Salazar A. Rubí. Originaria de Puebla, México. Nació el 28 de Diciembre de 1968. Licenciada en Electrónica Digital graduada en Puebla con honores en 1994. Estudió la Maestría y el Doctorado en el Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica en el área de Electrónica con Especialidad en Microelectrónica; graduándose en 1996 y 2002, respectivamente.

La Dra. Salazar se incorporó en 2001 como profesora-investigadora en la Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla, en donde ha sido titular de diferentes proyectos de desarrollo e instalación de infraestructura de laboratorios de docencia y de investigación, y colaboradora de diseño de diversos Programas de Licenciatura y Posgrado. Desde 2003 coordina el Posgrado en Ingeniería Mecatrónica. Entre sus aportaciones más destacadas se cuentan desarrollos de sistemas de alta tecnología para el sector salud y para el sector automotriz, así como publicaciones múltiples y la creación de un sólido grupo de trabajo para el desarrollo de productos de base tecnológica, con el que ha compartido el Premio Estatal de Ciencia y Tecnología 2012 en la modalidad de Investigación Aplicada Y Desarrollo Tecnológico. Pertenece al Sistema Nacional de Investigación en el Nivel 1.

ÍNDICE DE AUTORES

A	
Acosta A. Modesto	1
Acosta E. Milka del C.	58
Álvarez I. Dagoberto	12
Ambrosio L. Armando	21
Angulo G. Melisa E.	42
Arvizu M. Arturo	51
B	
Barraza C. Néstor	58
Bajo de la P. Jorge V.	42
Beristáin J. José Antonio	26,33
Bueno R. Raymundo	42
C	
Castillo O. Rafael	58
Castro H. J. Joel	17
D	
Domínguez B. José	47
G	
Gómez G. Guillermo	21
González M. Antonio	1
González S. Omar	26
Gutiérrez J. M.	6
H	
Hernández L. Jesús H.	26, 33

L

Luna R. Iván 1

M

Morán M. Luis A. 51

Muraoka E. Ramón 51

Murrieta L. Juan C. 51

P

Padilla Y. Juan J. 12

Pérez R. Javier 26,33

R

Ramírez T. Alberto 1

Ramírez Y. Susana 47

Rodríguez V. Salatiel 58

Romero A. Jorge F. 58

Ruiz I. Joel 12

S

Salazar A. Rubí 58

Sánchez V José F. 12

Santana A. 6

Soto C. Adolfo 47

U

Urquijo R. Francisco R. 33

V

Valenzuela O. José E.	21
Vega. U. Adrián	1
Velis M. Luis F.	51

**CREANDO TECNOLOGÍA PARA IMPULSAR
LA INGENIERÍA A OTRO NIVEL**

**Se terminó de editar el 29 de Noviembre de 2013 en el
departamento de
Ingeniería Eléctrica y Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora
en Cd. Obregón, Sonora, México.**

**Reproducción de 300 copias en disco compacto más sobrantes para
reposición.**



ITSON
Educar para
Trascender

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA