

PISTAS

Educativas

NUEVA ÉPOCA • No. 112 • NOVIEMBRE 2015 • ISSN 1405-1249

SENIE 2015

XI Semana de Ingeniería Electrónica



SEP
SECRETARÍA DE
EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO
INSTITUTO TECNOLÓGICO DE CELAYA



40
Casa abierta al tiempo
UNIVERSIDAD AUTÓNOMA METROPOLITANA



TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO

Manuel Quintero Quintero
Director

Ignacio López Valdovinos
Encargado Secretaría Académica

DIRECTORIO ITC

M.E.D. Ignacio López Valdovinos
Director

M.C. Martha Carreño Juárez
Subdirectora Académica

M.F. Martín Campos Moreno
Subdirector de Servicios Administrativos

M.C. Julián Ferrer Guerra
Subdirector de Planeación y Vinculación

MDPH Teresita de las Nieves Armengol Rico
Jefa del Departamento de Desarrollo Académico



PISTAS EDUCATIVAS

pistaseducativas@itcelaya.edu.mx

COMITÉ EDITORIAL

Juan José Martínez Nolasco

Luis Alberto López González

COMITÉ TÉCNICO

Dra. Abascal Mena Ma. del Rocío - UAM-Cuajimalpa

Dr. Alfaro Ruiz Víctor M. - Universidad de Costa Rica

Dr. Anzures Marín Juan - Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo

Dr. Arechiga Martínez René - New Mexico Tech Electrical Engineering Department, U.S.A.

Dr. Astorga Zaragoza Carlos - CENIDET-Cuernavaca

Dr. Aviles Cruz Carlos - UAM-Azcapotzalco

M. C. Borrero Guerrero Henry - Universidad de Sao Paulo

Dr. Bonilla Gutiérrez Isela - Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Dra. Bravo Contreras Maricela - UAM-Azcapotzalco

Dr. Campos Delgado Daniel Ulises - Universidad Autónoma de San Luis Potosí

PISTAS EDUCATIVAS

• No. 112 • Noviembre 2015

Contenido

Editorial.....	3
Presentación.....	6
Simulación de la sístole y diástole utilizando el modelo del autómatas híbrido Braulio Cruz Jiménez, Jannette Contreras Rivero, Ricardo Peón Escalante.....	8-21
Diseño, construcción y control de un sistema de levitación neumática Irving Ulises Hernández Miguel, Eufracia Mendoza Monjaraz, Jesús Pacheco Mendoza, José Alberto Cruz Tolentino, Alejandro Jarillo Silva.....	22-42
On model parameter estimation methods of DC electric motors José Jiménez González, Francisco Beltrán Carbajal, Felipe González Montañez, Irvin López García.....	43-60
Modelado y control de un generador de SAGS basado en un convertidor back to back Gabriel Calderón Zavala, Jesús Darío Mina Antonio, Adolfo Rafael López Núñez, Leodan Robisel Martínez Flores.....	61-80
Close loop step test used for tuning PID controller by genetic algorithms Rubén Lagunas Jiménez, Alonzo González Aguilar, Víctor Lanz Gutiérrez De Velasco.....	81-98
Control de ganancias variables para robots de n-grados de libertad Oscar Ramos Arroyo, Fernando Reyes Cortés, María Aurora Diczorca Vargas Treviño, Sergio Vergara Limón.....	99-114
Modelado de un sistema máquina bus infinito usando transformada de Laplace Irma Martínez Carrillo, Carlos Juárez Toledo.....	115-117
Diseño y simulación de un controlador analógico para el convertidor cd-cd reductor Alberto Martínez Barbosa, Esteban Osvaldo Guerrero Ramírez.....	118-143
Control del módulo de calentamiento e instrumentación de una máquina para ensayos de torsión en caliente Gustavo Aquino Mendieta, Miguel Magos Rivera, Juana Eloina Mancilla Tolama.....	144-163
Control de la velocidad de un motor de cd a través de un convertidor cd-cd reductor alimentado mediante paneles solares Alberto Martínez Barbosa, Esteban Osvaldo Guerrero Ramírez.....	164-178
Ocupación espectral de la banda ISM de 2.4 GHz para aplicaciones de radio cognoscitivo Miguel Ángel Díaz Ibarra, Marco Aurelio Cárdenas Juárez, Ulises Pineda Rico, Enrique Stevens Navarro.....	179-194
Sistema de comunicaciones para mini UGVs/UAVs en tareas de protección civil mediante COTS Dulce Mayra Janet Martínez García, Emmanuel Ruiz López, Marco Aurelio Cárdenas Juárez, Enrique Stevens Navarro, Ulises Pineda Rico.....	198-234
Red avanzada de comunicaciones mediante Raspberry Pi para aplicaciones en vehículos aéreos no tripulados Luis Fernando Hernández Medina, Marco Aurelio Cárdenas Juárez, Enrique Stevens Navarro, Armando Arce Casas, Ulises Pineda Rico.....	215-234
Caracterización de canal para sistemas de comunicación por luz visible en interiores A. M. Ramírez Aguilera, J. M. Luna Rivera, R. Pérez Jiménez.....	235-251
Diseño de radiocomunicación de CanSat didáctico Andrés Calvillo Téllez, José Cruz Núñez Pérez, Teodoro Álvarez Sánchez, Ricardo Cárdenas Valdez, Antonio Gómez Roa, Raúl Rascón Carmona.....	252-262
Design, characterization and modeling of a tunneling break-down photodiode integrated in a standard 0.5µm CMOS technology Juan J. Ocampo Hidalgo, J. Alex Zenteno Hernández, Rosnelly Cruz Cecilio, David Flores-Montoya, Olaf E. Duran-Nava, Armando Gómez-Vieyra.....	263-281
Implementación de un circuito caótico memresistivo Moisés Torres Rivera.....	282-301
Delta-Sigma Converter Processing: aplicación de herramienta de software libre para el análisis y caracterización de convertidores $\Sigma\Delta$. Javier Alducin Castillo, Juan Jesús Ocampo Hidalgo, Iván Vázquez Álvarez.....	302-319

PISTAS EDUCATIVAS

• No. 112 • Noviembre 2015

Contenido

Filtro CMOS pasa bajas con parámetros variantes en el tiempo Edgar López Delgadillo, Luis Alejandro Flores Oropeza, Alfonso Vela Rivera.....	320-333
Configuración óptima para un enfriador termoelectrico de dos etapas usando BiTe y PbTe en cada etapa Karen Anaíd Rendón Cortés, Miguel Angel Olivares Robles.....	334-350
Análisis de la conductividad térmica efectiva en un generador termoelectrico segmentado usando Bi2Te3 y PbTe Ana Lilia Nieto Magdaleno, Miguel Ángel Olivares Robles, José Jorge Chanona Pérez.....	351-367
Análisis térmico de un enfriador termoelectrico para bebidas impulsado por rueda mecánica Gerardo Plata Medina, Miguel Ángel Olivares Robles.....	368-387
Influencia del dopante de In_2O_3 en las propiedades eléctricas de varistores a base de $SnO_2-Co_3O_4-Nb_2O_5-Cr_2O_3$ Julio Cesar Martínez Ramírez, A.N. Bondarchuk, A.B. Glot.....	388-398
Optimización geométrica de un MEMS tipo Hot-Arm María Teresa Orvañanos Guerrero, Jorge Varona Salazar, Ramiro Velázquez Guerrero.....	399-421
Virtualización tridimensional interactiva de un parque eólico con fines didácticos Karla del Rosario Trujillo González, A. Guadalupe Toledo Toledo, J. Jesús Arellano Pimentel, Miguel Ángel Hernández López, María de los Angeles Alonso Lavernia, Verónica Martínez Lazcano, Iliana Castillo Pérez, Yira Muñoz Sánchez.....	422-441
Desarrollando competencias digitales en los docentes María de los Angeles Alonso Lavernia, Verónica Martínez Lazcano, Iliana Castillo Pérez, Yira Muñoz Sánchez.....	442-463
Diseño y desarrollo de una red social de aprendizaje colaborativo para dispositivos móviles María Lucía Barrón Estrada, Ramón Zatarain Cabada, Rodrigo Beltrán Lugo.....	464-485
Videojuego didáctico empleando el kinect para la manipulación virtual de un aerogenerador Martín Hernández Reyna, Miguel Ángel Hernández López, J. Jesús Arellano Pimentel, A. Guadalupe Toledo Toledo.....	486-507
Metodología de diseño de osciladores LC con componentes discretos: una propuesta Edgar Omar Lara Alemán, F. Sandoval Ibarra, Esaú Villatoro-Tello, Carlos R. Jaimez-González.....	508-532
Diseño e implementación de Applets como material didáctico de apoyo para cursos de estructuras de datos Betzalet García-Mendoza, Pablo A. Ruiz-Mendoza, Gerardo Real-Flores, Carlos R. Jaimez-González, Esaú Villatoro-Tello.....	533-553
Experiencia de Didáctica Lúdica para Incentivar el Aprendizaje Sergio Zepeda-Hernández, Rocío Abascal-Mena, Erick López-Ornelas.....	554-572
Programación de mini robots para el desarrollo de aprendizaje significativo Margarita Elizabeth Gómez Mayorga, Luz Noé Oliva Moreno.....	573-584
Optimización de un prototipo de sistema fotovoltaico autónomo para iluminación de anuncios espectaculares Pedro Manuel Rodrigo Cruz, José Sebastián Gutiérrez Calderón, Arturo de la Torre Infante.....	585-606
Nuevo inversor fotovoltaico integrado sin transformador Jeziel Vázquez, Nimrod Vázquez, Claudia Hernández, Héctor López, Joaquín Vaquero.....	607-627
Evaluación del desempeño de un transformador monofásico mediante software Hiram Alberto Canseco García, José Jiménez González, Eduardo Campero Littlewood, Irvin López García, Juan Carlos Olivares Galván.....	628-642
Sistema de calentamiento por inducción electromagnética para pruebas experimentales en laboratorios de Físico-Química Julio Ortega Alejos, Leonel Estrada Rojo, Carlos A. Fuentes Hernández, Elías J. J. Rodríguez Segura, Israel Álvarez Ariza, José Jesús Arizaga Ibarra, Diego Díaz López.....	643-665
Sistemas de detección de modo isla en inversores conectados a la red eléctrica: análisis del estado del arte Carlos Javier Camacho Márquez, Nimrod Vázquez Nava, Claudia Verónica Hernández Gutiérrez, Héctor Juan Carlos López Tapia.....	666-683
Análisis del rendimiento de TEG's utilizando una teoría de circuitos térmicos y eléctricos Vargas Almeida Alexander, Olivares Robles Miguel Ángel.....	684-696

COMITÉ TÉCNICO

Dr. Correa Gómez Javier - Instituto Tecnológico de Morelia
 M. C. Cruz Roa Ángel Alfonso - Universidad Nacional de Colombia
 Dra. Cuevas Rasgado Alma Delia - Universidad Autónoma del Estado de México-Texcoco
 Dr. Díaz Carmona José Javier - Instituto Tecnológico de Celaya
 Dr. Espinosa Calderón Alejandro - Instituto Tecnológico de Celaya
 Dr. Esquit Hernández Carlos A. - Universidad del Valle de Guatemala
 Dr. Fallad Chávez Jalil - Centro Universitario de la Costa Sur
 Dra.Félix Aviña Vanessa Guadalupe - Universidad Politécnica de Sinaloa
 M. C. Fuentes Covarrubias Ricardo - Universidad de Colima
 Dr. Gutiérrez Calderón Sebastián - Universidad Panamericana-Aguascalientes
 Dr. Gutiérrez Díaz de León Carlos Adrian Universidad Autónoma de San Luis Potosí
 Dr. Herrera Alcántara Oscar - UAM-Azcapotzalco
 Dr. Incera Diéguez José Alberto D. - Instituto Tecnológico Autónomo de México
 Dr. Jiménez Alaniz Juan Ramón - UAM-Iztapalapa
 M. T. Jiménez Orozco Gabriel - ITESM Cd de México
 Dr. López Ornelas Erick - UAM-Cuajimalpa
 Dr. Magos Rivera Miguel - UAM-Azcapotzalco
 Dr. Martínez Pelaez Rafael - Universidad de la Sierra Sur
 Dr. Mena Camare Luis Javier - Universidad Politécnica de Sinaloa
 Dr. Mendoza Gutiérrez Marco Octavio - Universidad Autónoma de San Luis Potosí
 Dr. Monroy Borja Raúl - ITESM Edo de México
 Dr. Morales Alanis Eduardo - New England Baptist Hospital
 Dr. Parra Michel Ramón - CINVESTAV-GDL
 Dr. Peña Campos Fernando - CINVESTAV-GDL
 Dr. Potes Cristhian M. - Philips Research North America
 Dr. Ramírez Treviño Alberto - Instituto Tecnológico Superior de Cajeme
 M. C. Reider Burstin Jerry - Universidad Anáhuac – México Norte
 Dr. Reyes Ortiz José Alejandro - UAM-Azcapotzalco
 Dr. Rivas Araiza Edgar - Universidad Autónoma de Querétaro
 Dr. Rizo Domínguez Luis - Universidad del Caribe
 Dr. Rodrigo Cruz Pedro - Universidad Panamericana Aguascalientes
 Dr. Rodríguez García José G. - CINVESTAV-Zacatenco
 Dr. Rodríguez Segura Elías José J. - Instituto Tecnológico de Celaya
 M. C. Sanchez Gomez Claudia Nallely - Universidad Panamericana-Aguascalientes
 M. C. Santiago Espinosa Felipe - Sanviago Tecnológica de la Mixteca
 Dr. Tecpanecatí Xihuitl Jose Luis - Universidad Autónoma de San Luis Potosí
 Dr. Toral Cruz Homero - Universidad de Quintana Roo
 Dr. Torres Román Deni Librado - CINVESTAV-GDL
 Dr. Vargas Rubio Juan Gaspar - UAM-Azcapotzalco
 Dr. Vázquez Álvarez Iván - UAM-Azcapotzalco
 Dr. Vázquez Castillo Javier - Universidad de Quintana Roo
 Dr. Vázquez Cerón Ernesto R. - UAM-Azcapotzalco
 M.C. Velázquez Buendía Francisco - Universidad Panamericana Aguascalientes
 Dr. Velázquez Guerrero Ramiro - Universidad Panamericana Aguascalientes
 Dr. Villegas Cortez Juan - UAM-Azcapotzalco

Pistas Educativas es una publicación impresa del Departamento de Desarrollo Académico del Instituto Tecnológico de Celaya. Los artículos y ensayos son responsabilidad de sus autores y no expresan necesariamente la ideología de la institución ni de la revista. En caso de citar la información de los contenidos se agradecerá dar los créditos a los autores, sus obras, así como a esta fuente.

Dirección: Antonio García Cubas Pte. No. 600 Esq. Av. Tecnológico, C.P. 38010, Celaya, Gto. Tel. 01-(461)-61- 175-75. Fax. 01-(461)-61-179-79. Certificado de Licitud y Contenido 6216 y 4777, respectivamente. Registro de Derecho de Autor, Expediente de Reserva: 6 98 92. ISSN 1405-1249.

Editorial

En su edición 112 la revista Pistas Educativas publica con agrado la Memoria de la Décimo Primera Semana Nacional de Ingeniería Electrónica –SENIE 2015-, que se llevó a efecto entre el 7 y el 9 de octubre bajo la organización conjunta de la División de Ciencias Básicas e Ingeniería de la Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco así como la Facultad de Ciencias de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, fungiendo esta última institución como anfitriona del evento.

Cada uno de los artículos que aquí se publican fueron sometidos a la consideración de un grupo evaluador constituido por dos investigadores expertos en el tema y es del Comité Técnico de SENIE 2015 la responsabilidad en lo que se refiere a su calidad técnica. Por su parte, Pistas Educativas tuvo bajo su cuidado la edición de los textos de acuerdo, como siempre, con sus normas de publicación.

A través de esta edición, el Instituto Tecnológico de Celaya, por medio de Pistas Educativas, avanza en su cometido de ser un vehículo para la difusión del conocimiento, albergando en esta ocasión las experiencias y logros de los que dan cuenta en sus artículos los estudiantes, profesores e investigadores de buena parte del sistema educativo nacional que se congregaron en SENIE 2015.

PISTAS EDUCATIVAS

• No. 112 • Noviembre 2015

Contenido

Sistema fotovoltaico multifuncional conectado a la red eléctrica controlado por medio de modos deslizantes	Iván Méndez, Nimrod Vázquez, Claudia Hernández, Héctor López, Joaquín Vaquero.....	697-715
Análisis del proceso de balanceo de voltaje en un arreglo de supercapacitores	Edgar Peralta Sánchez, Pedro Celestino Castellanos Morales, Nayeli Itzel Hernández Zárate, Gerardo Mino Aguilar, Beatriz E. Granjel García.....	716-734
Estudio comparativo del coeficiente de potencia y de torque presentados en diversas turbinas eólicas	Viviana Reyes Andrade, Oscar Carranza Castillo, Jaime José Rodríguez Rivas.....	735-756
Sistema para el control y prueba de motores síncronos con base en el procesador digital de señales TMS320	Fermin Hugo Ramírez Leyva, Mónica Edith García García, Felipe Santiago Espinosa, Gerardo Cruz González.....	757-774
Medida experimental y modelado matemático de módulos fotovoltaicos	Raúl Castillo Meraz, Roberto Carlos Martínez Montejano, Isaac Campos Cantón, Misael Francisco Martínez Montejano.....	775-796
Modelado, control y simulación de elementos básicos que componen una micro red de CD	Arturo De los Santos Vázquez, Elías José Juan Rodríguez Segura, Nancy Visairo Cruz.....	797-817
Tarjeta didáctica de control para tiristores	Luis Alejandro Flores Oropeza, Eduardo Anguiano Mendieta, Edgar López Delgado.....	818-838
Medición de velocidad sin sensor en motores de inducción sumergibles conectados directamente a la línea	Antonio Zamarrón Ramírez, Salomón Rodríguez Carrera, Daniel Zamarrón Barrón, Francisco Valdivia.....	839-852
Convertidores balanceadores de voltaje: Estado del arte	Fidel Alejandro Castro Espinosa, Elías José Juan Rodríguez Segura, Ciro Alberto Núñez Gutiérrez.....	853-872
Desarrollo de un medidor portátil para la detección de metales pesados disueltos en medios acuosos utilizando principios de fluorescencia	Marco Antonio González Cantellano, Luis Manuel Montaña Zetina.....	873-894
Sistema integral de software y hardware para el aprendizaje del funcionamiento y manejo de los sensores	Javier Silvestre Zavala, José Nicolás Márquez Márquez.....	895-917
Desarrollo de un sistema de electro estimulación transcutánea de bajo costo	Miriam C. Reyes Fernández, Ruben Posada Gómez, Albino Martínez Sibaja, Oscar O. Sandoval González, Mario Alberto García Martínez, Luis H. Sánchez Medel.....	918-934
Método para la medición de la inductancia bajo condiciones reales de operación	Jerry Nathan Reider Burstin.....	935-953
Estimación de la humedad y resistencia a compresión final, de una mezcla de concreto fresco utilizando microondas.	Gerardo Calva Olmos, Rafael Prieto Meléndez, Alberto Herrera Becerra, Alejandro Padrón Godínez, Mario Pacchiano de la Garza.....	954-976
Plataforma de adquisición y monitoreo para el estudio de las condiciones ambientales externas y de confort en casas prototipo para la validación de un control térmico por medio de un sistema de muro verde y aislante térmico	Cesar Agustín Corona Patricio, Cesar Alberto Dueñas Sosa, Jesús Iván Castro Enríquez, José Luis Avendaño Juárez, Jorge Adán Sánchez Reséndiz, Eusebio JR. Ventura Ramos, Francesca Olivieri.....	977-997
Mejora de la resolución espectral de un monocromador usando un controlador de micropasos	Ricardo Castro García, Luis Felipe Lastras Martínez.....	998-1019
Efectos de holgura de una banda trapezoidal de acoplamiento de un sistema electromecánico sobre magnitudes mecánicas y eléctricas	Jorge Iván Ramírez López, Efraín Ramos Buenfil, Marco Antonio Rodríguez Blanco, Javier Torres Jurado.....	1020-1035

PISTAS EDUCATIVAS

• No. 112 • Noviembre 2015

Contenido

Registrador de energía fotovoltaica inyectada a la red eléctrica mediante LabView Luis Carlos Gallegos Hernández, Mariela Serna Serna, Eduardo Salinas Rodríguez, Antonio García Narvaez, Guillermo Reséndez Morales, Pedro Casillas Ríos.....	1036-1049
Monitoreo del consumo doméstico de agua potable utilizando tecnología ZigBee Pedro Alvarado Medellín, Job Daniel Rodríguez Hernández, Ruperto Ortiz Gómez, Blanca Esthela Solís Recendez.....	1050-1064
Sistema teleoperado para estimulación eléctrica transcorneal de señales múltiples Juan Jaime Salinas Lara, Eric Simancas Acevedo, Daniel Robles Camarillo, Luis Niño de Rivera y Oyarzabal.....	1065-1086
Interpolación polinomial para determinar el tiempo óptimo de tratamiento criogénico para acero AISI D2 en medio básico Irma Hernández Casco, Carlos Juárez Toledo, Irma Martínez Carrillo, Rubén Herrera Galicia, José David Arroyo Pérez, Manuel de Jesús Hernández Gutiérrez, Miriam Roxana Vázquez Flores, Tania Berenice Palacios Molina	1087-1100
Monitoreo y Control de Procesos Basado en Arduino y Raspberry Vía Internet Rubén Herrera Galicia, José David Arroyo Pérez, Manuel de Jesús Hernández Gutiérrez, Miriam Roxana Vázquez Flores, Tania Berenice Palacios Molina.....	1101-1120
Análisis para el diseño de circuitos osciladores de Colpitts con sensores de gas QCM Juan Jesús Jiménez Arellano, Severino Muñoz Aguirre, Georgina Beltrán Pérez, Juan Castillo Mixcoatl, José Lorenzo Muñoz Mata	1121-1135
Análisis cinemático y síntesis de un sistema de palancas para la sub-actuación de un dedo artificial con 3 articulaciones Jesús Alberto Ordaz Rivera, Emilio Miguel Soto García, José Eligio Moisés Gutiérrez Arias, José Eladio Flores Mena, María Monserrat Morín Castillo....	1136-1156
Una propuesta de arquitectura para el control de un robot guía Karla Lourdes Luna Gallegos, Elvia Ruth Palacios Hernández, Antonio Marín Hernández.....	1157-1173
Fault detection in VSD-fed induction motors through Park's impedance and fuzzy systems Arturo Mejía Barron, Armando Guadalupe García Ramírez, Roque Alfredo Osornio Ríos, Rene de Jesus Romero Troncoso.....	1174-1192
Diseño e implementación de tele operación de un robot móvil diferencial programado con Python desde un dispositivo Android Josué Cirilo Cruz, Arturo Zúñiga López, Juan Villegas Cortez, Carlos Avilés Cruz.....	1193-1209
Control en tiempo real de un mecanismo XY virtual por medio de un joystick Gustavo Aquino Mendieta, Miguel Magos Rivera, Ricardo Godínez Bravo.....	1210-1231
Inicialización de un robot humanoide tipo BIOLOID para tareas de caminado Antonio Benitez Ruiz, María Auxilio Medina Nieto, Jorge de la Calleja Mora, Emmanuel Baleón Flores, Carmina Cruz Ochoa, Ivonne López Cuacuas.....	1232-1253
Diseño de un sistema de desarrollo para la emulación de tráfico en una intersección vial con vehículos autónomos Andrés Ferreyra Ramírez, Arturo Zúñiga López, Roberto A. Alcántara Ramírez.....	1254-1274
Renderizado háptico para el Novint Falcon Enrique Linares Ramírez, Jorge Gudiño Lau, Saida Miriam Charre Ibarra, Miguel Duran Fonseca.....	1275-1287
Caracterización de los sonidos implicados en el ciclo cardíaco mediante un fonocardiograma Braulio Cruz Jiménez, Jannette Contreras Rivero, Luis Ricalde Castellanos.....	1288-1308
El invisible y asombroso proceso de la comunicación oral: bases sobre reconocimiento de voz Ángel David Pedroza Ramírez, José Ismael de la Rosa Vargas.....	1309-1329
Deconvolución óptima de mediciones de fluorescencia Gerardo Ibarra Vázquez, Daniel U. campos Delgado, Edgar R. Arce Santana, Javier A. Jo.....	1330-1349
Descomposición de datos multi-espectrales: interfaz gráfica para Matlab Omar Gutiérrez Navarro, Daniel U. Campos Delgado, Edgar R. Arce Santana, Javier A. Jo.....	1350-1368
Estimación de erosión de suelos utilizando sensores remotos y programación genética Cesar Augusto Puente Montejano, Gustavo Olague Caballero.....	1369-1388
Hacia la clasificación de fonocardiogramas utilizando descriptores caóticos y estadísticos Carlos Antonio Osorio Maceda, Hugo G. González-Hernández.....	1389-1408
Activación sistema de frenos ABS usando visión por computadora para la detección de la superficie de rodamiento Gabriel García Ponds, Juan Villegas Cortez, Carlos Avilés Cruz, Iván Vázquez Álvarez, Ismael Osuna Galán, Yolanda Pérez Pimentel.....	1409-1423
Implementación de una estructura neuronal celular en hardware reconfigurable Luis F. Muñoz M., Juan José Raygoza P., J. Roberto R. Barón, Susana Ortega Cisneros.....	1424-1444
Identificación de rostros por técnica de puntos de interés SURF Cesar Benavides Alvarez, Graciela Román Alonso, Juan Villegas Cortez, Carlos Avilés Cruz.....	1445-1465
Segmentación de Iris con OpenCV en Android Oscar Fuentes Salome, Aldrin Barreto Flores, Verónica Edith Bautista López.....	1466-1486
Detección de Puntos Salientes para Medición de la Simetría Facial Ricardo Irving Barrón Martínez, Ruth Mariela Aguilar Ponce, José Luis Tecpanecatí Xihuitl.....	1487-1507
Virtualización mediante MetaRouter para la implementación de una red wireless de navegación anónima tipo TOR en equipos Mikrotik Roberto David Meneses Basantes, Darwín Leonidas Aguilar Salazar, Christian Nestor Vega Muñoz, Rita Paola León Pérez.....	1508-1527

La aplicabilidad del cómputo ubicuo para el monitoreo de animales de caza Adrian Castañeda Morfin, María Andrade-Aréchiga, Pedro Damián-Reyes.....	1528-1545
Tecnología móvil para evaluar la calidad en uso de Proyectos-Productos-Servicios en eventos de innovación e invención Laura Sílvia Vargas Pérez, Agustín Francisco Gutiérrez Tornés, Edgardo Manuel Felipe Riverón, Vanessa Atenea Vargas Pérez, Jorge Peralta Escobar.....	1546-1566
Diseño y construcción de un sistema de supervisión para la evaluación de la calidad del agua en sistemas de cultivo de camarón José Juan Carbajal Hernández, Luis Pastor Sánchez Fernández, Luis Alfonso Aguilera Larrañaga.....	1567-1587
Diseño de un middleware tolerante a fallas basado en el protocolo Paxos Ricardo Adán Madrid Trejo, Ricardo Marcelín Jiménez, Orlando Muñoz Texzocotetla.....	1588-1609
Arquitectura de descubrimiento de servicios para entornos hospitalarios (módulo tiny application) José Luis Santiago López, Víctor Alberto Gómez Pérez, Adrián Josué Ramírez Díaz, Alejandro Jarillo Silva, Juan Carlos Santiago López.....	1610-1632
Detección y análisis de comunidades en redes sociales (#TodosSomosPolitécnico) Erick López Ornelas, Rocío Abascal Mena, Sergio Zepeda Hernández.....	1633-1651
Sistema de multas automático mediante la tecnología NFC para una biblioteca María Elena Acevedo Mosqueda, Marco Antonio Acevedo Mosqueda, Karen Ailed Neri Espinoza, Alexa Chávez Álvarez.....	1652-1664
Propuesta de tutorial interactivo en línea para apoyar la enseñanza del lenguaje de consulta estructurado Arturo Palma Hernández, Carlos R. Jaimez González.....	1665-1684
Identificación de influyentes en Twitter a través del análisis textual y la elaboración de grafos Dra. Rocío Abascal Mena, Dr. Erick López Ornelas, Dr. Sergio Zepeda Hernández.....	1685-1702
Proyección de los índices de criminalidad de los delitos del fuero común: una representación sobre un sistema de información geográfica para la Ciudad de México César Hernández Anaya, Héctor Rafael Orozco Aguirre.....	1703-1720
Aplicación web para la generación de material didáctico incorporando recursos educativos Reyna Carolina Medina Ramírez, Carlos Alberto López Pérez, Fausto Casco Sánchez.....	1721-1739
Repositorio de grafos para el conteo de conjuntos independientes Juan Antares Perdomo Flandez, Pedro Bello López, Meliza Contreras González, Brayan Chavez Benavides.....	1740-1759
Agrupamiento de servicios Web usando el algoritmo de colonia de hormigas Maricela Claudia Bravo Contreras, Román Anselmo Mora Gutiérrez, Roberto Alfonso Alcántara Ramírez.....	1760-1778
RespirAtorio, una aplicación de realidad aumentada para niños María Auxilio Medina Nieto, César Rafael Chío Plata, Brenda Susana Ponce Valencia, Antonio Benitez Ruiz, Jorge de la Calleja, Eduardo López Domínguez.....	1779-1799
La lógica difusa como un medio para identificar y valorar las alteraciones de conducta en niños a nivel de educación básica: primaria y secundaria Andrés Ferreyra Ramírez, David G. Maxinez, Arturo Zúñiga López, Roberto A. Alcántara Ramírez.....	1800-1819
Plataforma de entrenamiento para PIC Mauricio López Villaseñor, Miguel Ángel Ruiz Sánchez, Miguel López Guerrero.....	1820-1836
Sistema de acceso a áreas restringidas con detección de intrusos José Ignacio Vega Luna, Mario Alberto Lagos Acosta, Gerardo Salgado Guzmán, Víctor Noé Tapia Vargas.....	1837-1852
Uso del lenguaje VHDL como apoyo a la enseñanza de arquitectura de computadoras Carlos Federico Hernández Farfán, Diego Andrés Navarro Jiménez, Emmanuel Eduardo Hernández Rico, Jonathan Paris Vargas Mosqueda.....	1873-1892
Desarrollo e implementación de un algoritmo tolerante a fallas para una red ZigBee Stephany Bucio Herrera, Alberto Carlos Cañada Gómez, David Rodríguez Uribe, Ricardo Marcelín Jiménez, Mauricio López Villaseñor.....	1853-1872
Estructuras diseñadas a medida para adquisición de datos de un sensor de visión dinámica usando el protocolo AER en un FPGA Nicolás Maldonado Orozco, J. Roberto Reyes Barón, Juan José Raygoza P., Susana Ortega Cisneros, Juan Luis del Valle.....	1893-1911
Implementación y optimización del uso de DPS en FPGA en diseño de circuitos a medida para calcular determinantes de orden 4 Francisco J. Plascencia Jauregui, Juan José Raygoza P., Edwin C. Becerra A., Susana Ortega Cisneros.....	1912-1933
Sistema de alertas y control de luces de una casa, utilizando plataformas de internet y comunicación inalámbrica Roberto de Lima Hernández, Aldrin Barreto Flores, Verónica Edith Bautista López.....	1934-1946
Arquitectura genérica de una red en chip de enrutamiento unidireccional en FPGA Jorge Ernesto López Arce Delgado, Juan José Raygoza P., Susana Ortega Cisneros, Jorge Rivera D., Pablo Moreno Villalobos.....	1947-1959
Monitor de alerta de fugas de gas José Ignacio Vega Luna, Mario Alberto Lagos Acosta, Gerardo Salgado Guzmán, Víctor Noé Tapia Vargas.....	1960-1973
Desarrollo de un sistema embebido móvil de bajo costo utilizando la tarjeta beaglebone Edgar Alejandro Rivas Araiza, Alexander Rodríguez Rosales, Estefanía Desiree Avalos Rivera.....	1974-1994
Implementación de un multiplicador de punto flotante de doble precisión basado en el estándar IEEE 754-2008 José Itzcóatl Sandoval López, Juan José Raygoza Panduro, Susana Ortega Cisneros, Jorge Rivera Domínguez.....	1995-2016
Diseño y construcción de un limnógrafo electrónico Felipe Santiago Espinosa, Gabriela Álvarez Olguín, Fermín Hugo Ramírez Leyva.....	2017-2038
Desarrollo de un frecuencímetro de conteo recíproco con un FPGA para sensores basados en resonador de cuarzo José Lorenzo Muñoz Mata, Severino Muñoz Aguirre, Juan Jesús Jiménez Arellano, Georgina Beltrán Pérez, Juan Castillo Mixcóatl, Takamichi Nakamoto.....	2039-2053

PRESENTACIÓN

El avance que la industria electrónica a nivel mundial ha tenido en las dos últimas décadas ha sido impresionante, en la actualidad los dispositivos y equipos electrónicos se encuentran en prácticamente todas las áreas del quehacer humano. Así mismo, las áreas de investigación y de aplicación se multiplican cada día dando paso a nuevas ramas afines a la electrónica y sus aplicaciones. Entre estas tenemos: robótica, biónica, telemática, nano-electrónica, domótica, automatización, telecomunicaciones, electrónica de potencia, sistemas computacionales, procesamiento de señales y educación, por mencionar sólo algunas.

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

La Semana Nacional de Ingeniería Electrónica (SENIE) es un congreso nacional que busca servir de foro en el cual los investigadores y estudiantes de las diversas áreas de la Ingeniería Electrónica puedan intercambiar experiencias, conocimientos y establecer vínculos de colaboración, mediante actividades tales como: presentación de ponencias, conferencias magistrales, conferencias técnicas y exposición industrial.

La décimo primera edición del evento se realizó del 7 al 9 de octubre en las instalaciones de la Facultad de Ciencias de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí. Esta institución goza de un reconocido prestigio a nivel nacional, por la calidad de enseñanza que se imparte, la investigación y divulgación del quehacer científico y la alta habilitación de su planta de profesores-investigadores.

Se recibieron 183 trabajos para su evaluación provenientes de 91 distintas instituciones de educación superior y centros de investigación tanto públicos como privados de 26 estados del país. La revisión de los trabajos fue realizada por un Comité Técnico formado por más de 70 especialistas en las distintas temáticas, varios de ellos de adscritos a instituciones en el extranjero. Como resultado del proceso de revisión, fueron aceptados para su presentación 109 artículos.

En este número especial de *Pistas Educativas*, el cual recopila los artículos expuestos en el evento, el lector encontrará una muestra representativa de los trabajos realizados en el último año por investigadores, profesores y estudiantes de diversos Centros de Investigación y Educación Superior del país.

Es de esta forma que la División de Ciencias Básicas e Ingeniería de la Universidad Autónoma Metropolitana campus Azcapotzalco, la Facultad de Ciencias de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí y el Instituto Tecnológico de Celaya, cumplen con el objetivo de proporcionar un foro para la divulgación de los trabajos de investigación relacionados con la Ingeniería Electrónica y sus diversas ramas.

Dr. Miguel Magos Rivera
Presidente del Comité Organizador
XI Semana Nacional de Ingeniería Electrónica 2015

Medición de velocidad sin sensor en motores de inducción sumergibles conectados directamente a la línea

Antonio Zamarrón Ramírez

Instituto Tecnológico de León, Av. Tecnológico S/N, León, Gto, 477-710-52-00
zamarron@itleon.edu.mx

Salomón Rodríguez Carrera

Instituto Tecnológico de León, Av. Tecnológico S/N, León, Gto, 477-710-52-00
salo_rodriguez_c@hotmail.com

Daniel Zamarrón Barrón

Instituto Tecnológico de León, Av. Tecnológico S/N, León, Gto, 477-710-52-00
daniel_deoro@live.com.mx

Francisco Valdivia

Instituto Tecnológico de León, Av. Tecnológico S/N, León, Gto, 477-710-52-00
franciscovr_12@hotmail.com

Resumen

En este artículo se presenta una solución viable para medir sin sensor la velocidad en motores de inducción trifásicos sumergibles tipo jaula de ardilla conectados directamente a la red eléctrica. Para determinar en campo el punto de operación de un motor trifásico sumergible y determinar si se encuentra funcionando a su máxima eficiencia es necesario conocer su velocidad y compararla con la velocidad nominal de los datos de placa del motor. En este trabajo se utiliza la saliencia espacial generada por el efecto de ranurado entre estator y rotor para estimar la velocidad. Esta saliencia induce en los devanados del estator una corriente que se refleja como un armónico en

las corrientes de fase. Los resultados muestran que con los datos de corriente de una de las fases y conociendo el número de barras del rotor y el número de polos del motor es posible estimar su velocidad.

Palabra(s) Clave(s): motor de inducción, sin sensor, sumergible, velocidad.

1. Introducción

Los motores de inducción son el caballo de batalla en aplicaciones industriales donde se requiere impulsar una máquina o sistemas hidráulicos. Estos motores pueden ser instalados en la superficie, en el fondo de minas o dentro de pozos para la extracción de agua. En algunas aplicaciones es importante conocer la velocidad del motor ya que esta información es útil para saber el porcentaje de carga que tiene el motor o la eficiencia con la cual se encuentra trabajando. Si se conoce la velocidad (y por lo tanto el deslizamiento) también es posible detectar fallas por barras rotas en el rotor. En motores colocados sobre la superficie se pueden utilizar tacómetros mecánicos, ópticos o tacogeneradores para conocer su velocidad, sin embargo en aplicaciones donde el motor se encuentra en espacios reducidos o de difícil acceso (motores sumergibles a gran profundidad, por ejemplo), es complicado, costoso y con grandes probabilidades de falla medir la velocidad de forma directa. En la literatura se pueden encontrar muchas publicaciones en las que se estima la velocidad del rotor (o del flujo) para implementar el control vectorial [1-3] o control directo de par [4] en motores conectados a variadores de velocidad electrónicos. Sin embargo, se le ha dado poca importancia a la estimación de la velocidad de motores conectados directamente a la línea, tal vez debido a que en pocas aplicaciones es necesario conocer la velocidad del motor. En [5] se presenta la estimación de la velocidad de un motor sumergible conectado directo a la línea. Dicha estimación la realiza filtrando las corrientes del estator con la transformada ondícula (frecuentemente llamada transformada wavelet) y posteriormente utilizando una red neuronal. El autor indica que su técnica de estimación de velocidad podría ser usada en motores con control de lazo cerrado y para el diagnóstico de fallas. En [6] la velocidad del motor conectado directo a la línea se estima midiendo las fluctuaciones de

uno de los armónicos de la corriente del estator dependiente del rotor, mediante un análisis tiempo-frecuencia. En ese trabajo el autor asume que existen asimetrías constructivas en el rotor (como la excentricidad) para poder realizar la estimación. Lo anterior hace a este método dependiente de la magnitud de la asimetría del rotor. En el presente trabajo se utiliza la saliencia espacial creada por el efecto de ranurado entre estator y rotor. Mediante la transformada rápida de Fourier (FFT por sus siglas en inglés) se obtienen los armónicos de una de las fases de corriente del estator y usando un programa en LabView se identifica el armónico creado por ranurado para determinar la velocidad del rotor.

2. Desarrollo

Aunque a los motores de inducción se les considera como máquinas no salientes, éstas pueden presentar saliencias espaciales de origen mecánico y magnético. Las saliencias de origen mecánico generalmente provienen por el efecto del ranurado entre rotor y estator y/o por la excentricidad estática y dinámica del rotor. La primera depende del número de ranuras del rotor y las dos últimas del proceso de producción. Las saliencias de origen magnético son aquellas creadas por la saturación del núcleo, siendo su magnitud y fase dependientes del nivel de carga del motor.

En este trabajo se utilizará la saliencia espacial por ranurado para estimar la velocidad del rotor ya que no depende del proceso de producción ni del nivel de carga del motor. Aunque es necesario decir que la magnitud de la saliencia por ranurado si es afectada por el tipo de ranura, es decir, si ésta es cerrada, abierta o semi-cerrada; también es afectada por la inclinación de las barras del rotor. Afortunadamente, en general, las barras del rotor de motores sumergibles son rectas (no inclinadas), lo que hace que la magnitud de la saliencia por ranurado sea mayor; sin embargo esta magnitud disminuye si las ranuras del rotor son cerradas. En motores sumergibles es común que tanto las ranuras del rotor como del estator sean cerradas ya que evitan turbulencias en el agua contenida dentro del motor.

Como se mencionó anteriormente las saliencias espaciales se pueden manifestar en el espectro de las corrientes de fase del estator. Los armónicos que produce la saliencia por ranurado están dados por (1) [7].

$$f_{sh_k} = \left[(kR \pm n_d) \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm v \right] f \quad (1)$$

donde R es el número de ranuras del rotor, $n_d = 0$ en caso de excentricidad estática, p el par de polos de la máquina, s el deslizamiento, f la frecuencia de la fuente de alimentación, k un valor entero y v el orden del armónico temporal del voltaje que alimenta al motor. Una vez que se localiza la frecuencia del armónico por ranurado se puede utilizar (2) [8] para calcular la velocidad del rotor en rad/s.

$$\omega_r = 2\pi * \left(\frac{f_{sh_k} \pm vf}{N_r} \right) \quad (2)$$

donde $N_r = R/p$. En la figura 1 se presenta la evolución en el tiempo y su espectro del voltaje inducido en una bobina exploradora de paso completo colocada en las ranuras del estator de un motor sumergible de 75 HP, 220 V, 60 Hz, 2 polos y 28 ranuras en el rotor que gira a una velocidad de 3538 rpm.

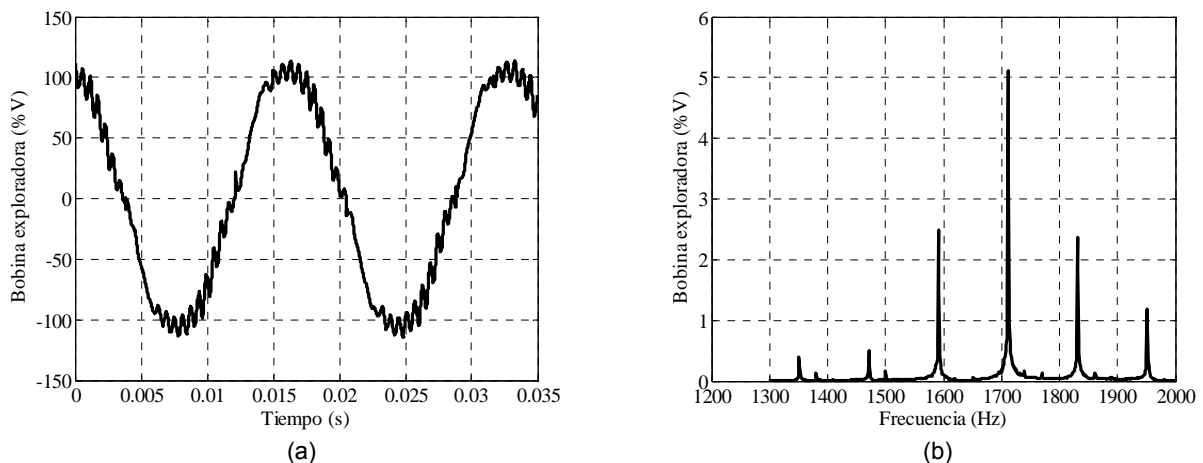


Fig. 1. a) Evolución temporal y b) espectro del voltaje inducido en la bobina exploradora.

En el espectro se presentan los armónicos producidos por ranurado para $v = \pm 1$, ± 3 y ± 5 . De acuerdo a (1) los armónicos para $v = \pm 1$ se ubican en las frecuencias de 1591 y 1711 Hz; para $v = \pm 3$ en 1471 y 1831 Hz y por último para $v = \pm 5$ en 1351 y 1951 Hz. Observar que la magnitud mayor se presenta en 1711 Hz. Utilizando esta frecuencia en (2) con $v = -1$ y multiplicando el resultado por $60/(2 * \pi)$ se obtiene la velocidad mecánica del rotor en rpm.

A.- Captura de datos

Los datos de la corriente de fase se obtuvieron de un motor sumergible de 75 HP que viene acoplado a una bomba de agua tal como se muestra en la figura 2. La corriente es sensada mediante un transformador de corriente (TC), acondicionada mediante una resistencia de precisión y capturada con una DAQ de National Instrument a una frecuencia de muestreo de 100 kHz.

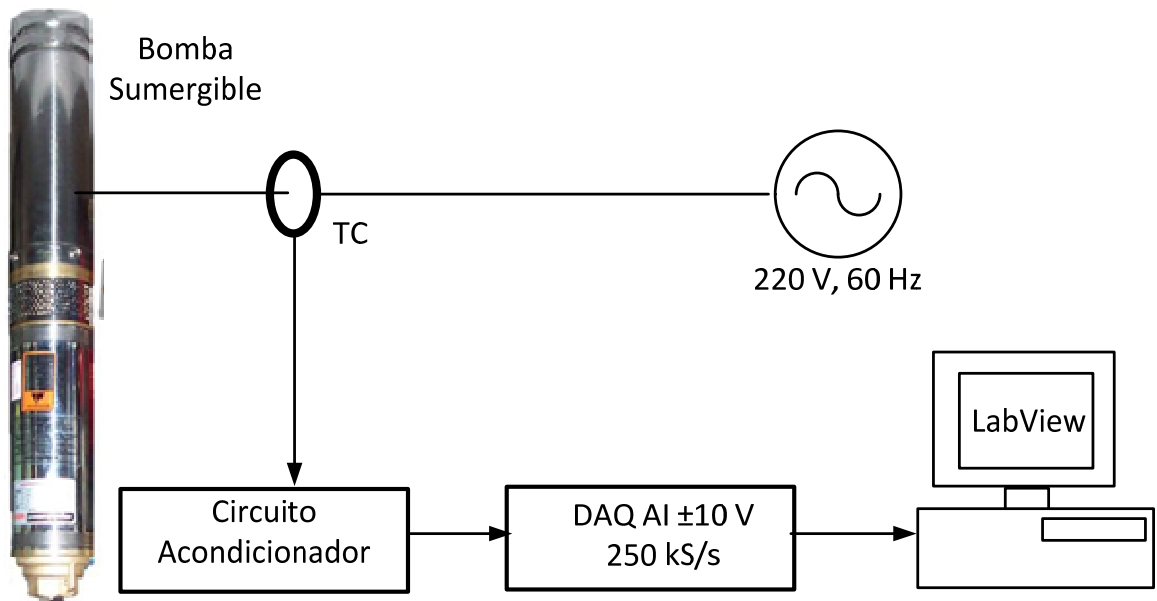


Fig. 2. Diagrama esquemático para la captura de la corriente de fase.

B.- Procesamiento de datos

Los datos capturados de la corriente son procesados utilizando la FFT para obtener la frecuencia del armónico de ranurado que se utiliza para calcular la velocidad del rotor. La velocidad se puede obtener utilizando el vector complejo de la corriente de estator I_{qds} , en coordenadas estacionarias. La desventaja que se tiene es que para obtener I_{qds} es necesario capturar las tres corrientes de fase del motor, lo que implica tener tres transformadores de corriente y tres circuitos acondicionadores de señal. En la figura 3a y 3b se presenta la evolución en el tiempo de las corrientes de fase y el espectro del vector complejo de la corriente de estator, respectivamente. Ya que el devanado del motor es simétrico, la diferencia que se observa en las magnitudes de las corrientes de fase en la figura 3a se puede deber a un desbalanceo de los voltajes de fase o diferencia de las ganancias en los circuitos acondicionadores.

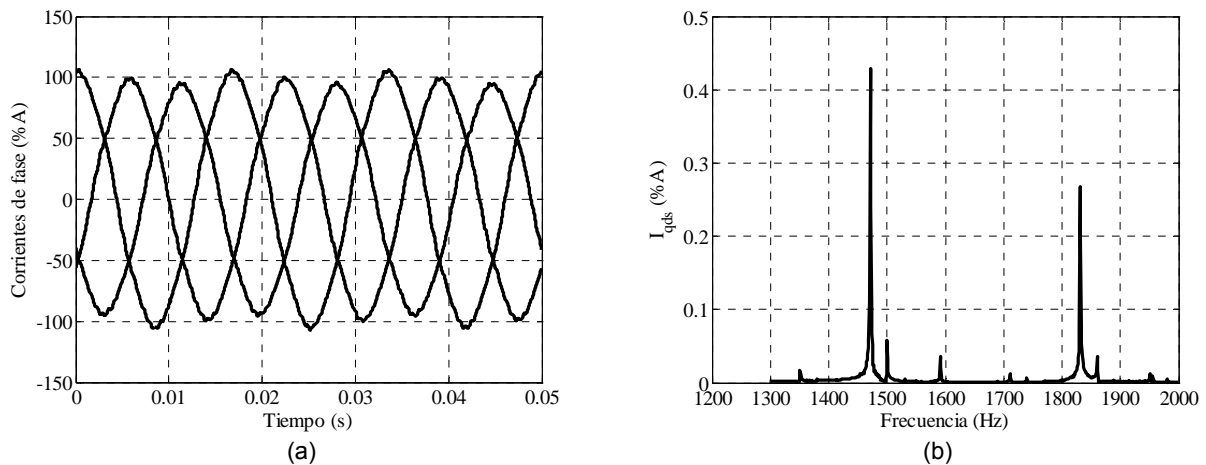


Fig. 3. a) Evolución temporal y b) espectro del vector complejo de corriente.

Como se puede ver en la figura 3b, cuando se utiliza el vector complejo de las corrientes de estator solo aparecen de forma significativa los armónicos correspondientes a $v = \pm 3$ (1471 y 1831 Hz) y el resto se ven notablemente disminuidos.

En la figura 4 se presenta el espectro de las corrientes de estator correspondientes a las fases A y B. Aunque tienen pequeñas diferencias, cualquiera de las dos fases se puede utilizar para calcular la velocidad del rotor. Se puede apreciar que aparecen cuatro armónicos dependientes de la velocidad debido al ranurado con magnitud significativa, en comparación a solo dos que aparecen cuando se utiliza el vector complejo de la corriente de estator. Al igual que en la figura 3b, el armónico cuando $\nu = -1$ (1591 Hz) se ve notablemente disminuido. Por el contrario, el armónico $\nu = -5$ (1351 Hz) es más grande aún que el mostrado para la bobina exploradora presentado en la figura 1b.

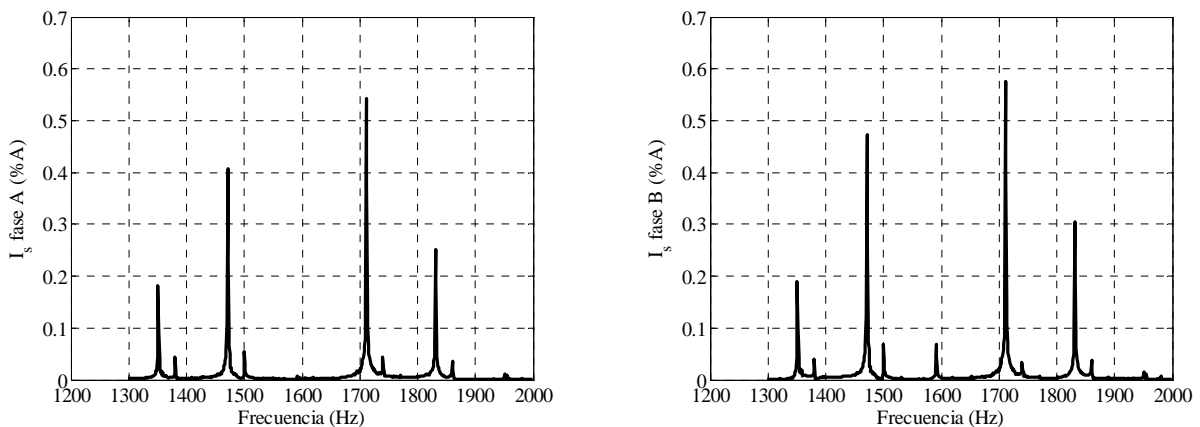


Fig. 4. Espectro de las corrientes de la fase A y B.

C.- Despliegue de datos

Para mostrar la velocidad calculada a través de uno de los armónicos por ranurado se implementó un programa en LabView. El diagrama a bloques de las partes principales del circuito de alambrado del programa se muestra en la figura 5. En primer lugar se capturan los datos acondicionados provenientes del TC a una frecuencia y tiempo de adquisición determinada por el usuario. Esta señal capturada se despliega en una de las ventanas del programa para observar, desde el punto de vista académico únicamente, la forma de onda de la señal. Posteriormente a esta señal se le aplica la

transformada rápida de Fourier y se despliega en una pantalla para observar los armónicos contenidos en la señal capturada. Una vez que se tiene la magnitud y frecuencia que le corresponde a cada armónico, se selecciona una ventana de rastreo, dentro de la cual se puede ubicar fácilmente el armónico de ranurado para calcular la velocidad ya que es el armónico de mayor magnitud. El rango de frecuencia de la ventana depende del número de polos y barras del motor. Una vez que se obtiene la frecuencia del armónico por ranurado, se aplica (2) y se multiplica por $60/(2 * \pi)$ para obtener la velocidad en rpm. Por último la velocidad es desplegada en la pantalla principal del programa.

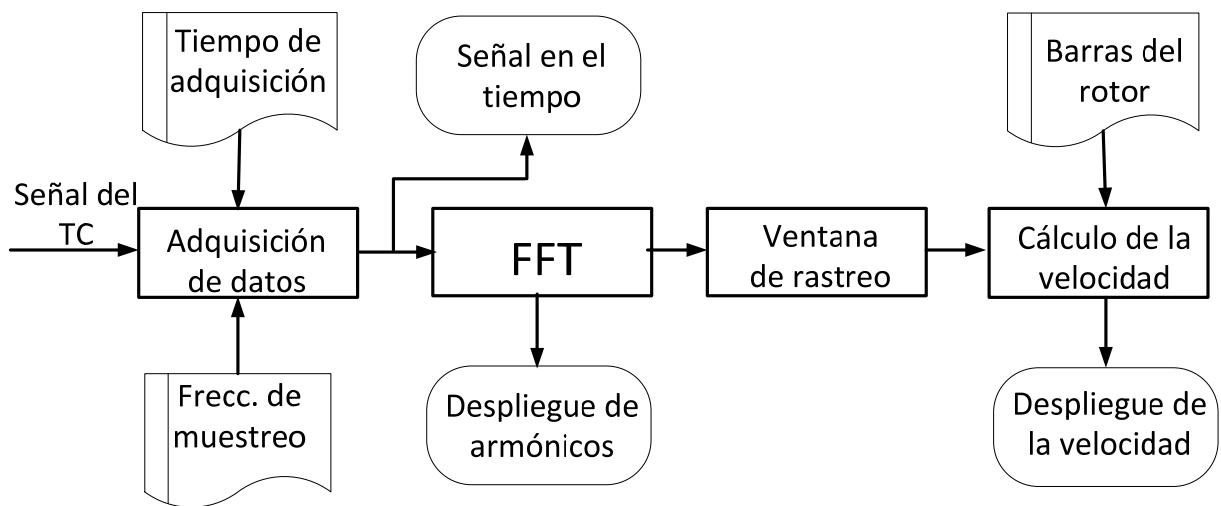


Fig. 5. Diagrama a bloques del programa implementado en LabView.

3. Resultados

En la figura 6 se presenta el diagrama de alambrado y panel de control principal de la interfaz desarrollada en LabView para el despliegue de información. El panel de control tiene tres pestañas, una para desplegar la señal en el tiempo, otra para mostrar los armónicos de la señal y la principal para mostrar la velocidad del motor.

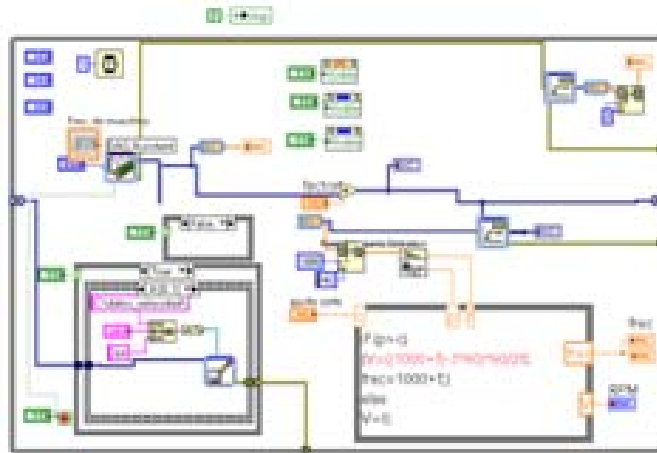


Fig. 6a. Diagrama de alambrado.



Fig. 6b. Panel de control principal.

En la figura 7 se presentan las pantallas que muestran la evolución en el tiempo de la señal capturada y el espectro de frecuencias. El espectro mostrado corresponde únicamente al rango determinado en la ventana de rastreo para la búsqueda del armónico por ranurado.

Con fines de comparación, la velocidad del motor también fue medida mediante un encoder de 1000 pulsos por revolución y desplegada con un pulsómetro de 50 kHz. Debido a la resolución que se tiene en el espectro, la velocidad calculada variaba en ± 1

rpm respecto a la medida. En la figura 8 se muestran dos momentos diferentes en las que la velocidad es calculada y medida para efectos de observar el error en rpm.

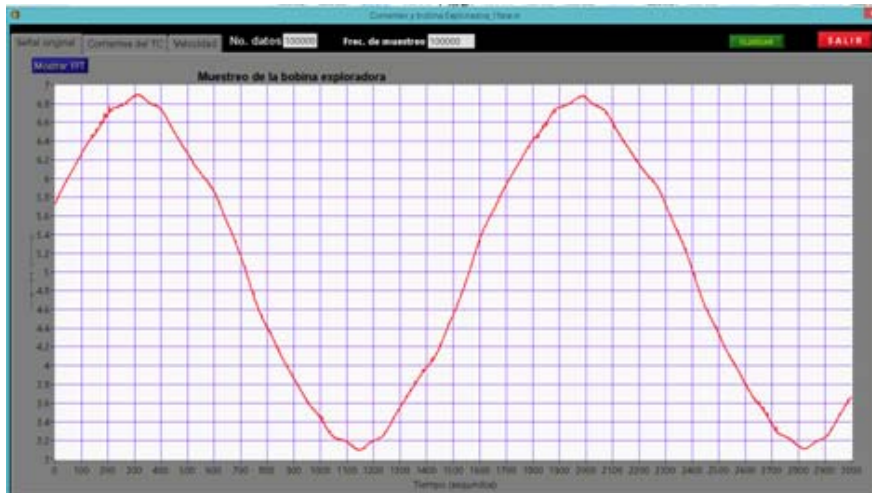


Fig. 7a. Evolución temporal de la señal.

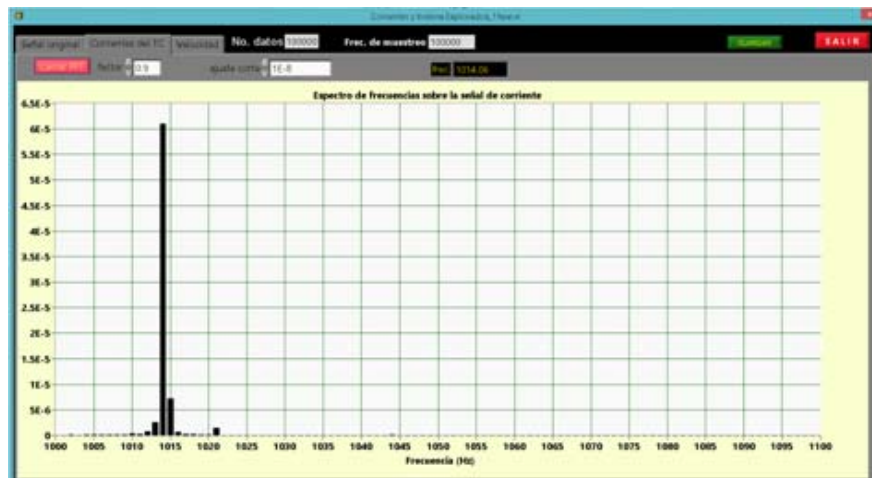


Fig. 7b. Espectro de frecuencias de la ventana de rastreo.



Fig. 8. Velocidad calculada y medida para un motor de cuatro polos, error ± 1 rpm.

4. Discusión

Estimar o calcular la velocidad en motores de inducción se ha realizado desde hace varias décadas para implementar el control sin sensor en accionadores electrónicos con control vectorial o con control directo de par. Sin embargo las técnicas utilizadas han sido poco utilizadas en motores trifásicos conectados directamente a la línea debido a que en apariencia no hay aplicaciones que lo requieran. En este trabajo se utiliza el armónico por ranurado para calcular la velocidad de un motor sumergible, motor que es de difícil acceso cuando se encuentra en grandes profundidades. Algunos autores han utilizado acelerómetros para calcular la velocidad por medio de la vibración, pero en estos casos la magnitud de la señal varía de motor a motor ya que depende del grado de desbalanceo que tenga el rotor (excentricidad dinámica) y en ocasiones la relación señal/ruido es muy pobre. El prototipo ha sido probado en una empresa que se dedica a la fabricación de motores y bombas sumergibles con excelentes resultados. Utilizar la bobina exploradora dentro de unos de los motores nos ha mostrado los armónicos creados por las saliencias espaciales. Aunque no se muestran en la figuras presentadas, en la bobina exploradora también se inducen algunos armónicos de bajo orden (180, 300 y 420 Hz, entre otros) producidos algunos de ellos por la saturación magnética del núcleo. También es posible obtener información de la velocidad del rotor con el vector complejo de la corriente de estator, sin embargo se tiene la desventaja de

necesitar tres transformadores de corriente y tres circuitos acondicionadores de señal, lo que lo hace más caro y con más fuentes de falla. Ya que con la corriente de una sola de las fases también se tiene información para calcular la velocidad del rotor, en el prototipo final solo se dejará la captura y despliegue de una de las fases. Para mejorar la resolución de la velocidad es posible disminuir la frecuencia de muestreo hasta un valor que nos permita capturar los armónicos de interés. Los motores de las bombas sumergibles generalmente son de dos polos, aunque raramente se encuentran de 4 polos para el bombeo de agua con lodos y arena. El prototipo en este caso no incluye la opción para el cambio de número de polos. Por otro lado, no todos los motores de bombas sumergibles tienen el mismo número de barras (ranuras) en el rotor, aunque los fabricantes intentan mantener el mismo tipo de rotor para varias potencias de motores alargando únicamente el paquete magnético. Una mejora que se le puede hacer al programa es incluir una caja de diálogo para introducir o seleccionar el número de barras.

5. Conclusiones

Sin duda existen aplicaciones en las que se requiere conocer la velocidad de motores conectados directamente a la línea. Los fabricantes de motores y bombas sumergibles lo requieren para trazar sus curvas hidráulicas y en algunas empresas, que se dedican a la extracción de agua, para obtener la eficiencia electro-hidráulica. En este trabajo se ha presentado una opción viable para calcular la velocidad de motores sumergibles mediante el procesamiento de los datos obtenidos de la corriente de una de las fases del estator. Los resultados han mostrado que se tiene al menos un armónico dependiente de la velocidad del rotor para obtener la información de su velocidad. El programa para la captura, procesamiento y despliegue de datos se ha implementado en el software LabView, aunque en un futuro se pretende tener el programa embebido en un circuito integrado y mostrar tan solo la velocidad del rotor en un display.

6. Referencias

- [1] M. G. Aydeniz, I. Senol, "A Novel Approach to Sensorless Control of Induction Motors". Electrical and Electronics Engineering. ELECO. International Conference, 2009.
- [2] K. Yamamoto, K. Iimori, H. Morita, "A Study of Digital Filter for Rotor Speed Detection with Slot Harmonic Current for Induction Motor". TENCON 2010.
- [3] F. Chen, R. Cheung, "Advanced Speed-sensorless Induction-motor Drive". Power Engineering, Large Engineering Systems Conference, 10-12 Oct 2007.
- [4] J. M. Aller, A. Bueno, J. A. R. V. M. G., M. I. Jiménez, "Técnica combinada de control de la máquina de inducción sin sensores de velocidad". Revista de la Facultad de Ingeniería de la U.C.V. 2004. 63-73 pp.
- [5] J. Yang, L. Wang, D. Xu, B. Xue, "Sensorless Speed Estimation for Line-connected Induction Motor Based on Recurrent Multilayer Neural Network". IEEE International Conference on Automation and Logistic. 2007.
- [6] A. BIEÑ, K. DUDA, "An induction motor speed measurement method based on supplying current analysis". Vol. 87. No. 3. 2011. 201-203 pp.
- [7] S. Nandi, S. Ahmed y H. Toliyat, "Detection of rotor slot and other eccentricity related

harmonics in a three phase induction motor with different rotor cages". IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 16. No. 3. 2001. 253-260 pp.

- [8] G. Rață, M. R. I. Graur y D. L. Milici, "Induction motor speed estimator using rotor slot harmonics". Advances in Electrical and computer Engineering. 2009.

7. Autores

El Dr. Antonio Zamarrón Ramírez obtuvo su título de Ingeniero Electromecánico en el Instituto Tecnológico de León en 1990, su título de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica en el Instituto Tecnológico de la Laguna en 1992 y su título de Doctorado por la Universidad de Oviedo, España en el 2003. Actualmente es profesor de tiempo completo y coordinador de Proyectos de Investigación en el Departamento de Metal Mecánica del Instituto Tecnológico de León.

El M.C. Salomón Rodríguez Carrera es egresado del Instituto Tecnológico de León y tiene un posgrado en Optomecatrónica por el Centro de Investigación en Óptica. Actualmente es profesor de tiempo parcial en la carrera de Mecatrónica en el Instituto Tecnológico de León.

Daniel A. Zamarrón Barrón y Francisco Valdivia son estudiantes del 7° y 11° semestre respectivamente de la carrera de Ingeniería Electromecánica del Instituto Tecnológico de León.

Convertidores balanceadores de voltaje: Estado del arte

Fidel Alejandro Castro Espinosa

Instituto Tecnológico de Celaya, Dpto. de Ingeniería Electrónica, Av. Tecnológico y A. García-Cubas s/n,
Col. FOVISSSTE, C.P. 38010, Celaya, Gto., México, Teléfono: (+52) 461 662 5163 ó 64
fidel_alejandro_@hotmail.com

Elías José Juan Rodríguez Segura

Instituto Tecnológico de Celaya, Dpto. de Ingeniería Electrónica, Av. Tecnológico y A. García-Cubas s/n,
Col. FOVISSSTE, C.P. 38010, Celaya, Gto., México, Teléfono: (+52) 461 662 5163 ó 64
elias.rodriguez@itcelaya.edu.mx

Ciro Alberto Núñez Gutiérrez

Centro de Investigación y Estudios de Posgrado Facultad de Ingeniería Dr. Manuel Nava #8, Zona
Universitaria, C.P. 78290, San Luis Potosí, S.L.P., México, Teléfono y Fax: (+52) 48 173381
calberto@uaslp.mx

Resumen

Las microredes han sido propuestas como una alternativa para la integración de módulos de energía distribuida, los cuales tienen un menor impacto ambiental, además se han presentado estudios comparativos entre sistemas de distribución de energía en CD y el convencional en CA, resultando favorable trabajar en CD. Es por ello que actualmente se están desarrollando microredes con sistemas de distribución en corriente directa. Tradicionalmente un bus de CD está compuesto por dos hilos (positivo y negativo), sin embargo un bus de dos hilos no es suficiente para cubrir las necesidades de todos los tipos de cargas y es por ello que se opta por un sistema de distribución de 3 hilos (positivo, negativo y neutro). Estos últimos tienen un problema de desbalance de voltaje al conectar cargas entre uno de los rieles y el neutro, siendo necesario un convertidor que regule dichos desbalances en el bus. En este artículo se

presenta una revisión de los convertidores balanceadores de voltaje reportados en la literatura.

Palabra(s) Clave(s): balanceador de voltajes, micro-redes, sistema de distribución en CD.

1. Introducción

Se sabe que la demanda energética está ligada al acelerado crecimiento poblacional, un estudio realizado estima que el consumo mundial de energía eléctrica creció 3.3% promedio anual durante el periodo de 1999-2009, alcanzando 16,764.4 Terawatts-hora (TWh) [1]. Esta tendencia fue impulsada por el aumento económico de ciertos países, lo que propició la urbanización de la población y un cambio estructural en su consumo de energía. Aunado a lo anterior, el estilo de vida actual demanda un mayor consumo energético, lo que ha provocado que las reservas de combustibles fósiles comiencen a agotarse. En México, de acuerdo a la secretaría de energía el consumo de combustóleo y diésel ha tenido una disminución desde el año 2013, y durante el 2014 se presentó una reducción de aproximadamente treinta y cuarenta mil barriles respectivamente, en relación al año 2013 (Ver Fig. 1).

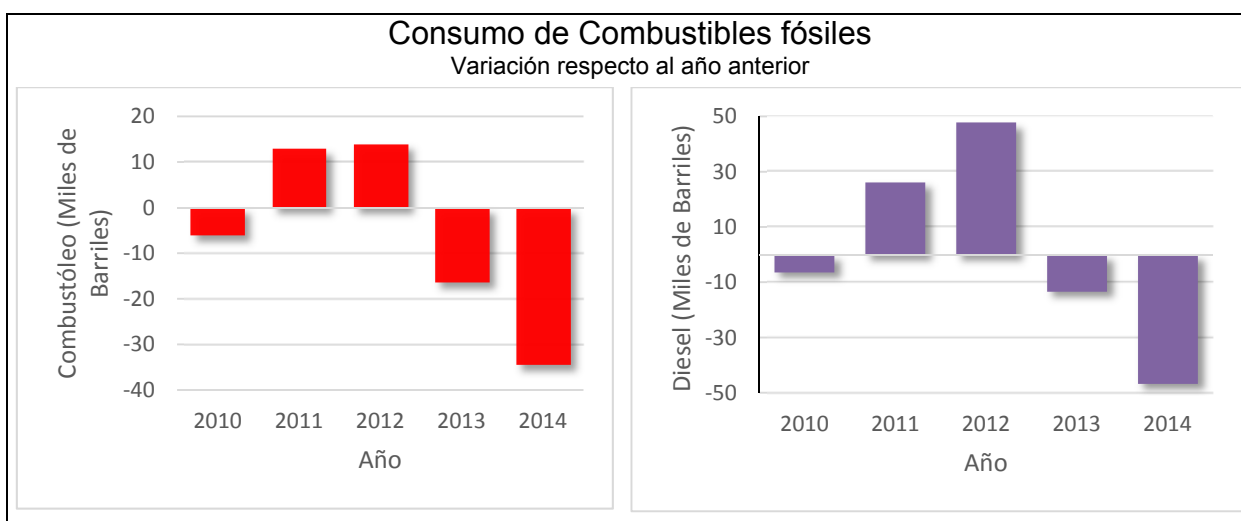


Fig. 1. Variación en el consumo de combustibles fósiles durante el periodo 2010-2014. [2].

Por otra parte, la generación de energía eléctrica a partir de la quema de combustibles fósiles genera gases con efectos nocivos para el medio ambiente, responsables del calentamiento global y los cambios climáticos. Es por ello que la comunidad científica se ha interesado en desarrollar tecnología y procedimientos para generar energía eléctrica a partir de fuentes renovables, las cuales durante su operación no provocan un impacto negativo en el ambiente.

Abordando esta problemática surge el concepto de “Fuentes de energía distribuida” (DER, por sus siglas en inglés), que son módulos de generación de energía integrados por paneles fotovoltaicos, celdas de combustible, microturbinas, etc., los cuales no contribuyen con emisiones de carbono en el ambiente [3] y con ello se reduce el uso de fuentes no renovables. Sin embargo, administrar y controlar un conjunto de módulos de este tipo no es una tarea sencilla, y una alternativa para ello son las microrredes, de las cuales se hablará brevemente a continuación.

1.1. Microred

Una microred es un sistema conformado de fuentes renovables, cargas y dispositivos de almacenamiento de energía; que puede operar en conjunto con la red eléctrica

principal, o en forma independiente (modo isla). Existen micredes que alimentan a sus cargas tanto en CD como en CA [4, 5, 6, 7].

Sin embargo, dado que la mayoría de las cargas electrónicas operan en su interior con corriente directa, una micred de CD resulta un objeto de estudio bastante prometedor, muchos investigadores se han dado a la tarea de demostrar que un sistema de distribución basado en CD puede ser superior a uno de CA en términos de eficiencia, confiabilidad y capacidad de distribución [8, 9, 10], ya que bajo la premisa anterior, evita conversiones de energía innecesarias (CA/CD) evitando la inyección de armónicos, bajo factor de potencia, por mencionar algunas.

Un diagrama a bloques muy simple es mostrado en la figura 2, consta de algunos módulos DER que actúan como generadores de energía, elementos almacenadores y cargas eléctricas. Es requerido además un convertidor bidireccional que sirva de enlace entre la red eléctrica y el bus de CD para que cuando exista un exceso de energía por parte de las fuentes renovables sea posible inyectarlo a la red.

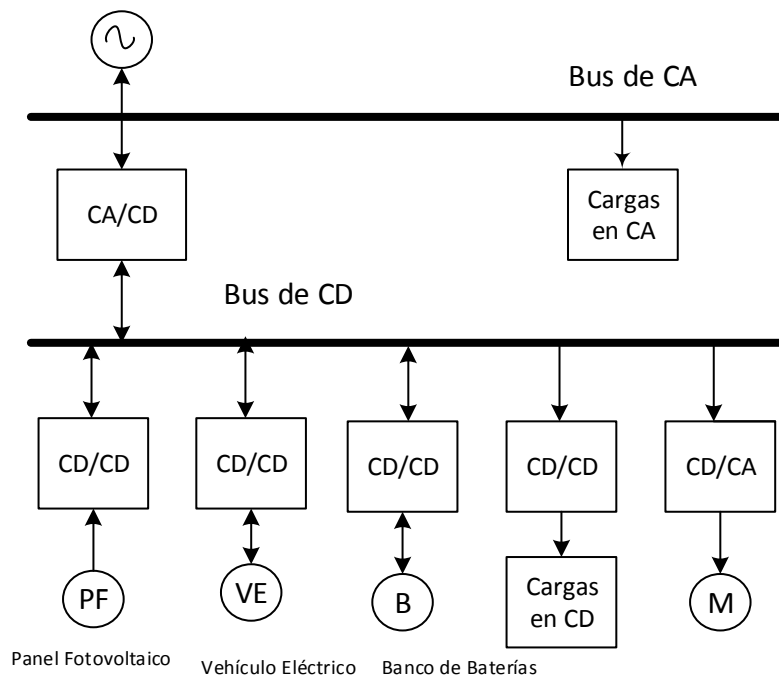


Fig. 2. Diagrama a bloques de una micred de CD.

1.2. Necesidad de un sistema de distribución de tres hilos

Una microred usualmente tiene un solo nivel de voltaje en un sistema de distribución de dos hilos, y es complicado alimentar algunos tipos de cargas tales como convertidores CA-CD que requieren una conexión a neutro, convertidores CD-CD que requieren un voltaje de entrada balanceado (medio puente y medio puente de tres niveles) por mencionar algunos. Además cuando una microred de CD se implementa en oficinas y hogares se recomienda conectar el neutro a tierra por seguridad [11].

Dado que un sistema de distribución en CD de dos hilos no puede cumplir con las demandas de todos los convertidores, se propone un sistema de distribución a tres hilos (positivo, negativo y neutro), con ello se logra alimentar los convertidores antes mencionados, se puede aterrizar el neutro y además se obtiene un voltaje de operación menor para las cargas que así lo requieran.

Sin embargo estos sistemas de distribución presentan un problema de desbalance, ya que las cargas conectadas a cada hilo siempre tienen una demanda diferente de energía, ese desbalance se traduce en una variación entre el voltaje de cada hilo y el neutro, provocando un voltaje asimétrico el cual tiene un impacto negativo en los esfuerzos de voltaje en interruptores y en la calidad del voltaje y la corriente de salida [12].

Es por ello que un convertidor balanceador de tensión es necesario para evitar dichos problemas y ofrecer un sistema de distribución en CD estable y confiable [13]. La figura 3 muestra un diagrama a bloques del sistema descrito, se observa que un desbalance ocurre cuando se conecta una carga entre alguno de los hilos y el neutro.

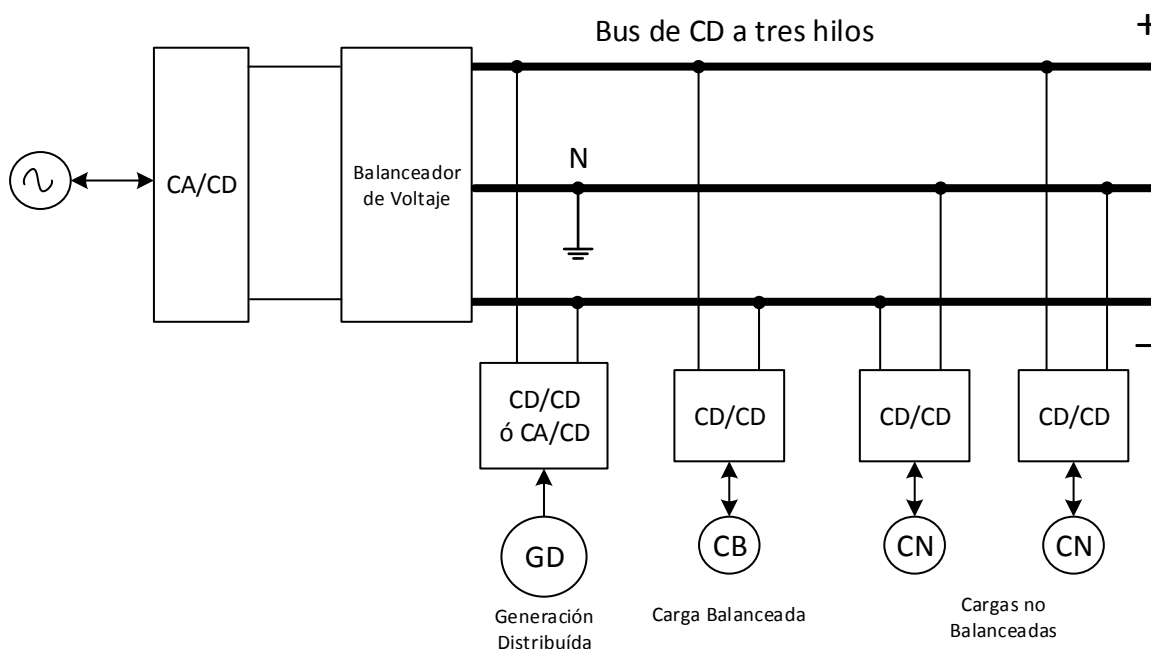


Fig. 3. Bus de CD a tres hilos con balanceador de voltaje.

1.3. Objetivo

En el Instituto Tecnológico de Celaya se está desarrollando una microred de CD en el departamento de Ingeniería Electrónica para alimentar el equipo de cómputo y la iluminación de un edificio, el Balanceador de Voltaje es parte fundamental de este sistema, es por ello que se pretende realizar un prototipo de dicho convertidor para contribuir al desarrollo de este macro proyecto. Este artículo sentará las bases para el diseño y la implementación del mismo.

2. Topologías de convertidores balanceadores de voltaje

En esta sección se abordará una descripción de los convertidores balanceadores de voltaje reportados en la literatura, se mencionarán sus principales características tales como su topología y técnicas de control empleadas.

En la Fig. 4 se muestra el convertidor balanceador de voltaje reportado en [14]. En este artículo se presentan resultados de una simulación para una microred de CD donde el

voltaje proveniente de una línea trifásica se acopla al balanceador de 2.1 kW con un transformador (6.6 kV/230V) y un convertidor CA-CD bidireccional, teniendo a la entrada del balanceador 340 V y una salida de ± 170 . Este nivel de tensión fue seleccionado para cumplir con un estándar japonés.

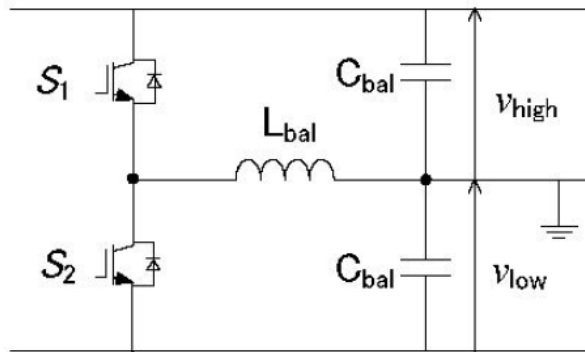


Fig. 4. Diagrama esquemático del convertidor balanceador de voltaje.

En la Fig. 5 se observa el diagrama a bloques del control propuesto para el balanceador, la señal "D" se genera midiendo el voltaje positivo y negativo, el cual se multiplica por una constante K, posteriormente es dividido por el voltaje a la entrada del balanceador ($v_{high}+v_{low}$) y se suma con 0.5, las señales PWM con determinado ciclo de trabajo son generadas comparando esta señal de referencia con una triangular.

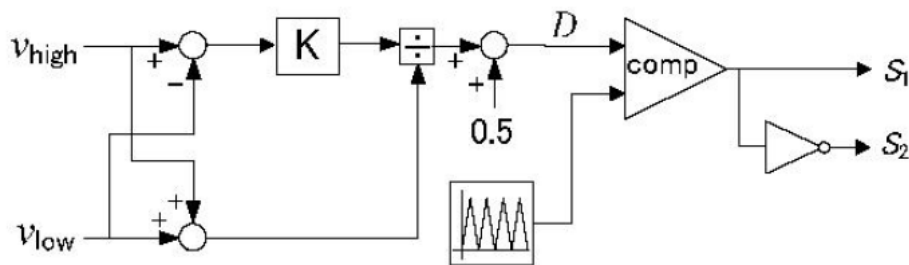


Fig. 5. Diagrama a bloques del control propuesto para el balanceador.

La topología que se muestra en la Fig. 6, a diferencia de la anterior (Fig. 5), no sólo funciona como balanceador, sino como un convertidor reductor CD-CD (Estado A) conectado a un sistema de generación distribuida, en la Fig. 7, se muestra un diagrama del flujo de corriente cuando R1 es más pequeña que R2.

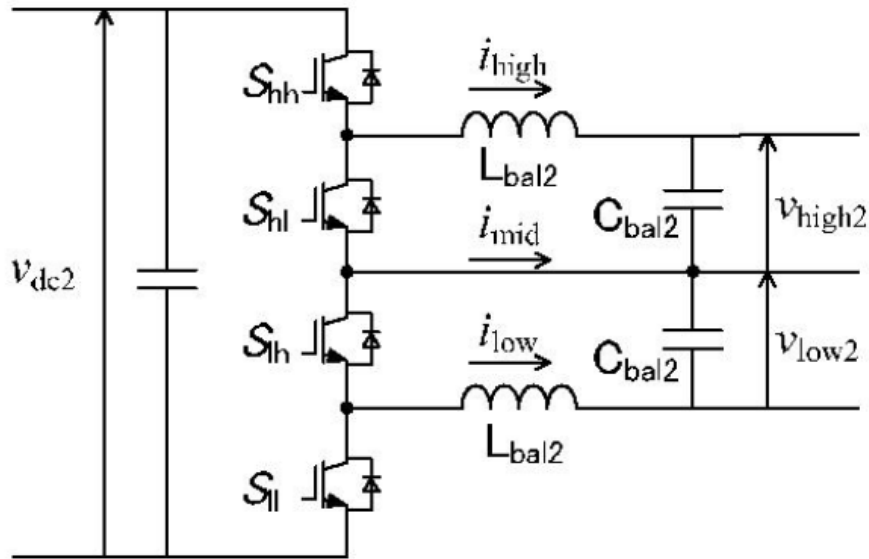
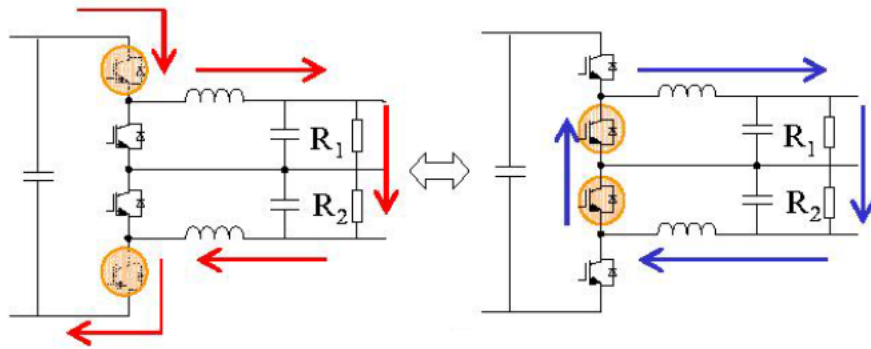
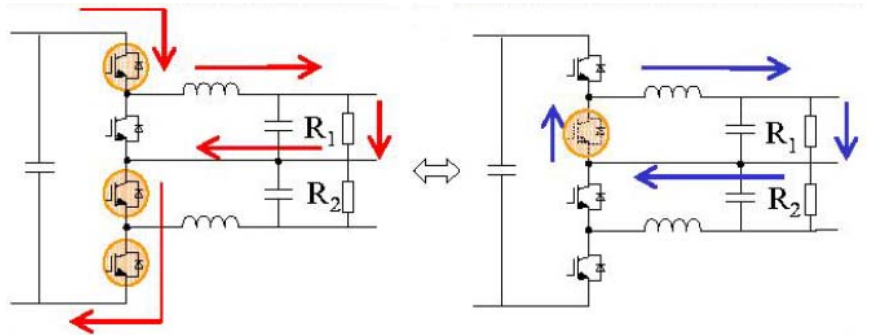


Fig. 6. Diagrama esquemático del convertidor balanceador de voltaje con convertidor Buck.

La operación de esta topología se basa en dos estados (A y B); si la diferencia entre el voltaje positivo y negativo disminuye de cierto nivel, hay un cambio de estado.



(a) Estado A



(b) Estado B

Fig. 7. Flujo de corriente cuando $R_1 < R_2$ [14].

La estrategia de control (Ver Fig. 8) requiere un bloque de selección del modo de conmutación mostrado en la tabla 1, el diagrama a bloques es muy similar al mostrado en la Fig. 5, la diferencia radica en que la referencia se obtiene a partir de las potencias existentes en cada hilo, la cual pasa por un controlador PI, además de la existencia de un bloque que selecciona el modo de operación (A o B) con la conmutación de los interruptores.

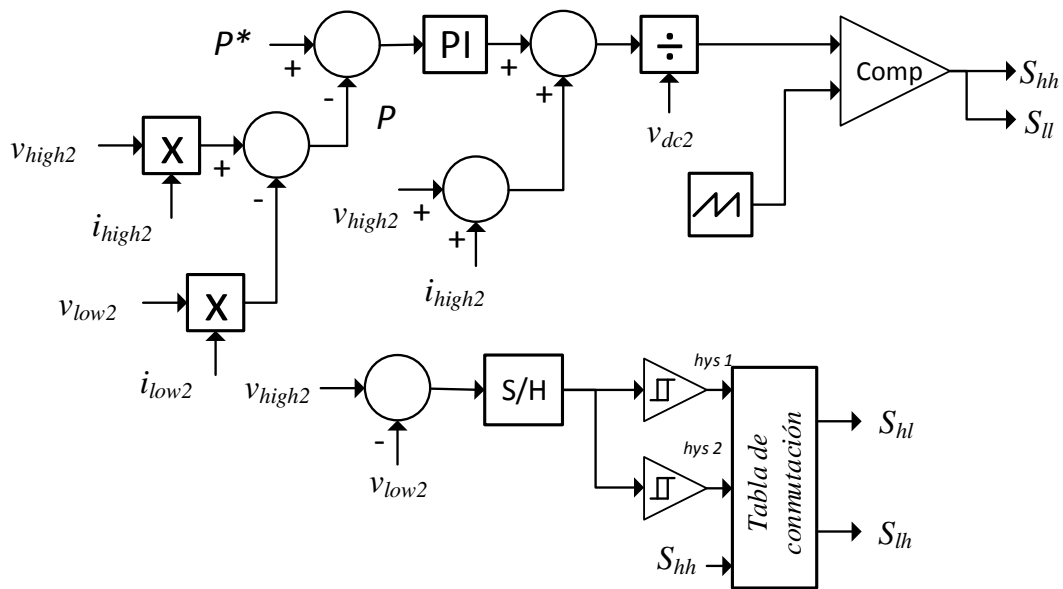


Fig. 8. Diagrama a bloques del control propuesto para el balanceador con convertidor Buck.

	hys 1	1	0	0
	hys 2	1	1	0
$S_{hh} = 1$	S_{hl}	1	0	0
	S_{lh}	0	0	1
$S_{hh} = 0$	S_{hl}	0	1	1
	S_{lh}	1	1	0

Tabla 1. Tabla de conmutación para la selección de estados.

En [15] se presenta una topología medio puente con un convertidor Reductor-Elevador bidireccional en cascada para regular las variaciones existentes en el voltaje de entrada del balanceador. (Ver Fig. 9)

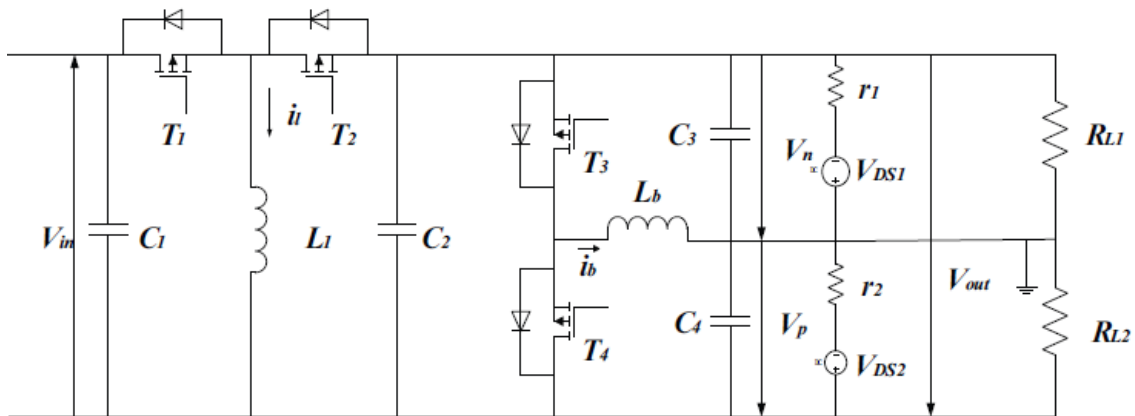
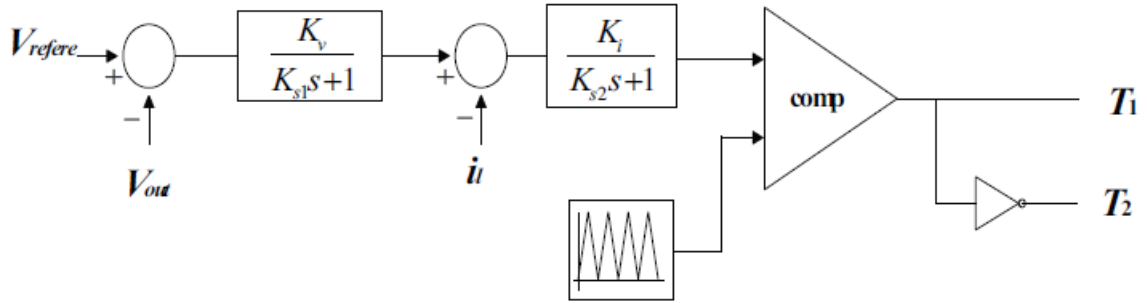


Fig. 9. Diagrama esquemático de un convertidor balanceador de voltaje con un convertidor reductor elevador a la entrada.

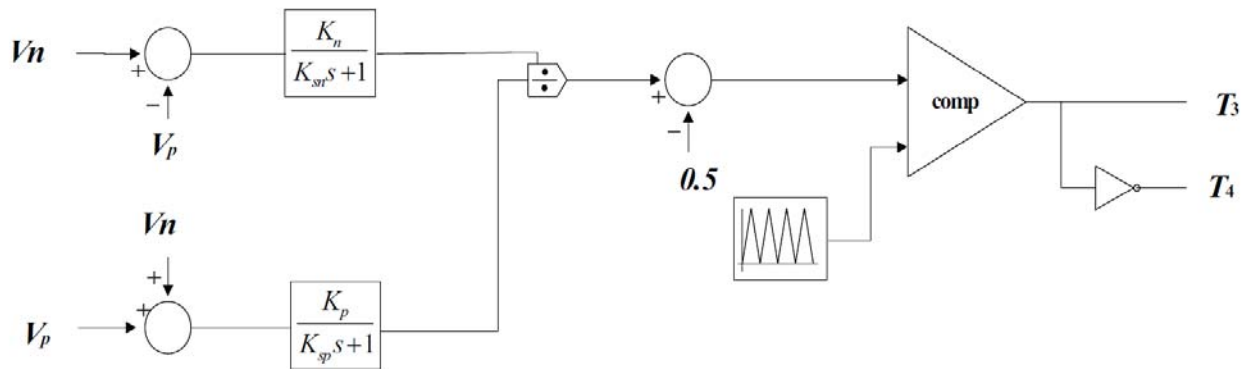
Las cargas activas en cada hilo se modelan con un circuito equivalente Thevenin representado por fuentes de voltaje V_{DS1} , V_{DS2} y por resistencias r_1 , r_2 , las cargas pasivas por su parte son representadas por R_{L1} , R_{L2} . Debido a que la topología reductora-elevadora presenta una inversión en el voltaje de salida se ha invertido la polaridad del balanceador.

El diagrama a bloques del control implementado se muestra en la Fig. 10. El esquema de control del convertidor Reductor-Elevador (Ver Fig. 10 (a)), es un control en modo corriente de doble lazo, el error de voltaje sirve como referencia para la corriente del inductor de balanceo, ambas señales de error pasan por compensadores PI y se genera una señal de referencia para compararse con la triangular.

El diagrama a bloques del balanceador (Ver Fig. 10 (b)) es similar al descrito en [14], con la diferencia que se emplean controladores PI para obtener la señal de referencia que va al comparador.



(a) Convertidor Reductor-Elevador



(b) Balanceador de voltaje

Fig. 10. Diagrama a bloques del control para el convertidor propuesto.

En [16] el balanceador está basado en un medio puente y para regular las fluctuaciones de voltaje a su entrada incorpora un convertidor Reductor-Elevador positivo. (Ver Fig. 11)

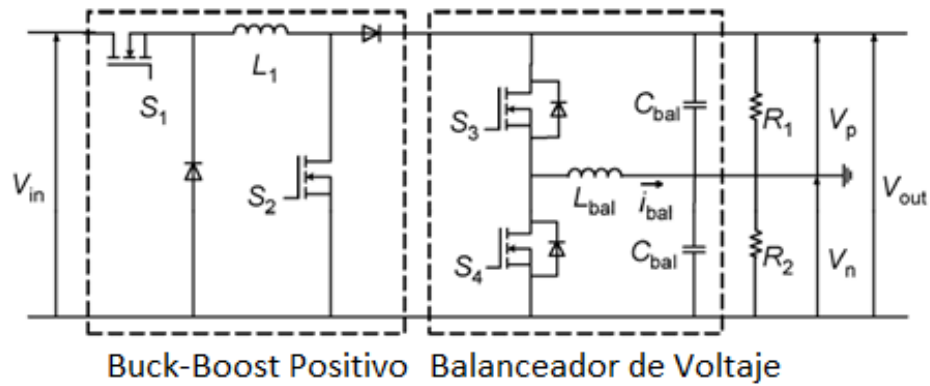


Fig. 11. Diagrama esquemático de un convertidor Balanceador de Voltaje con un convertidor Reductor Elevador positivo a la entrada.

La particularidad de esta topología está dada en el convertidor a la entrada, puede controlar en tres modos de operación: Reductor, Elevador y Reductor-Elevador, mejorando la eficiencia de dicho convertidor al operar de este modo.

El artículo se centra en el balanceador de tensión y en un análisis para obtener la eficiencia del mismo, por lo que no aborda a detalle el convertidor Reductor Elevador. El diagrama a bloques del control del balanceador se muestra en la Fig. 12. Como se puede observar únicamente se encuentra el error de voltaje entre ambos hilos y se multiplica por una ganancia proporcional.

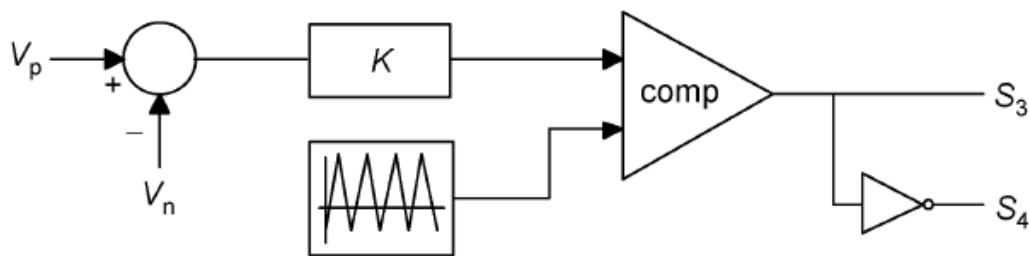


Fig. 12. Diagrama a bloques del control para el convertidor propuesto.

La eficiencia del balanceador de voltaje está dada por la ecuación (1)

$$\eta = \frac{P_n + P_p}{P_n + P_p + 2.5 \times 10^{-6} (P_n - P_p)^2 + 7.5 \times 10^{-3} |P_n - P_p|} \quad (1)$$

Donde:

P_n – Potencia parte negativa

P_p – Potencia parte positiva

En [11] se propone un convertidor reductor dual medio puente, posee dos ramas, cada una con un inductor, un diodo y un interruptor (Ver Fig. 13 (a)), con el propósito de reducir las pérdidas por conducción y conmutación del convertidor no se opta por una técnica de modulación con señales PWM complementarios, en lugar de eso se propone el diagrama mostrado en la Fig. 13 (b)

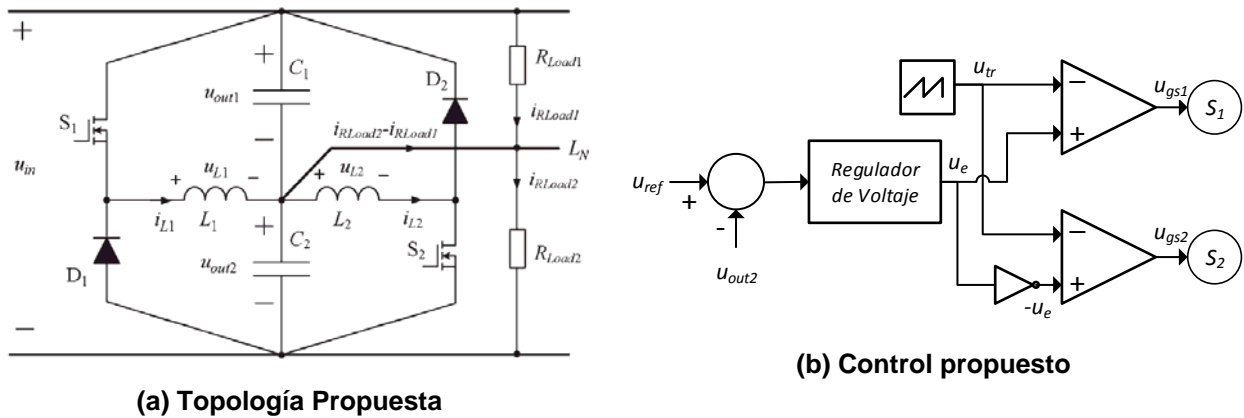


Fig. 13. Topología propuesta y Diagrama a bloques del control.

Se puede observar que la señal de control u_e obtenida del regulador es enviada al comparador del interruptor S_1 , y su negativo ($-u_e$) al comparador del interruptor S_2 , de esto se puede concluir que cuando $R_{L2} < RL_1$ la señal u_e será positiva y la rama

izquierda comenzará a conmutar mientras que la derecha no trabajará. Ocurre el caso contrario cuando $R_{L2} > RL_1$. De esta manera se logra que sólo una rama trabaje durante cada periodo de conmutación evitando las pérdidas inherentes a la otra rama.

En [17] se propone una topología medio puente como las mostradas anteriormente en [14, 15, 16] sin un convertidor que regule el voltaje de entrada.

Algunos de los balanceadores reportados emplean un control proporcional, lo que produce un error en estado estacionario, mientras tanto en [17] se proponen controladores PI para eliminar dicho error, además se implementa un lazo de control para la corriente en el inductor de balanceo, el diagrama a bloques se muestra en la Fig. 14 y se explica brevemente a continuación:

En primer lugar se obtiene el error de voltaje entre los hilos positivo y negativo, esta diferencia pasa por un controlador PI que genera la referencia para la corriente en el inductor de balanceo, posteriormente se obtiene el error en corriente y se pasa por otro controlador PI generando un voltaje ΔV , al cual se le suma el voltaje de un hilo y el resultado finalmente se divide entre el voltaje de entrada del convertidor, con ello se obtiene la señal de referencia a compararse con la triangular.

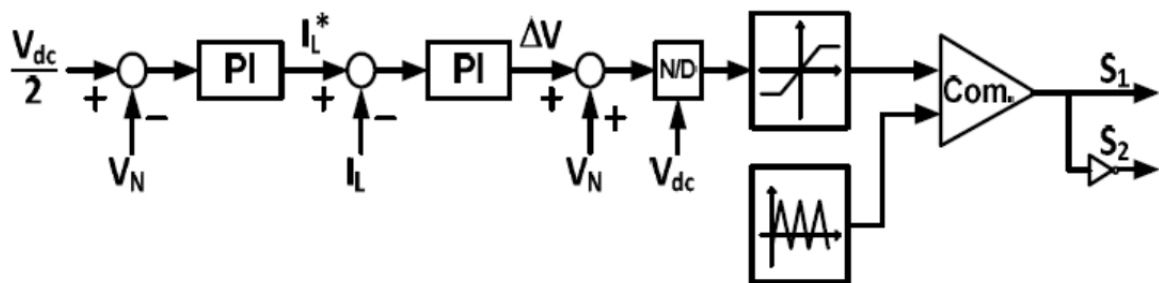


Fig. 14. Diagrama a bloques de control propuesto.

3. Discusión

Un análisis de las topologías presentadas en la sección dos, se muestra en la tabla 2, como se puede observar la mayoría de los autores basan sus sistemas de distribución de tres hilos en un nivel de voltaje de entre ± 170 y ± 200 V, algunas topologías presentan un convertidor regulador de voltaje a la entrada, esto depende en su mayoría de la aplicación, las topologías que no consideran esta regulación poseen por lo general un convertidor de enlace a la red eléctrica (CA-CD bidireccional).

Por otra parte es notorio que la mayoría de las topologías balanceadoras de voltaje, se basan en una estructura medio puente o medio puente de tres niveles a excepción de [11] que introduce un diodo y un inductor extra por rama. La diversidad entonces, se centra en los diagramas y las estrategias de control utilizadas.

Característica / Referencia	[11]	[14]1	[14]2	[15]	[16]	[17]
Voltaje de CD	± 180 V	± 170 V	± 170 V	± 200 V*	± 200 V *	± 200 V
Regulador de voltaje a la entrada	No	No	No	Sí	Sí	No
Número de interruptores controlados	2	2	4	4	4	2
Número de componentes pasivos	4	3	4	6	6	3
Potencia	2 kW	2.1 kW*	-	-	20 kW*	-
Controlador	-	P	PI	PI	P	PI modo corriente
-No especifica *En simulación						

Tabla 2. Análisis de las topologías presentadas.

4. Conclusiones

En este artículo se presentaron las principales características de los convertidores balanceadores de voltaje reportados en la literatura, así como de las estrategias de control utilizadas para su regulación, las cuales esencialmente se basan en técnicas de control clásico P y PI. Es importante destacar que los autores no presentan un análisis de eficiencia de sus topologías a excepción de [16], donde se detalla un análisis matemático para obtener la eficiencia del convertidor, por lo que resulta conveniente profundizar más en ese aspecto. Finalmente de esta revisión se puede concluir que todos los autores emplean técnicas de control lineal a topologías medio puente y derivadas de la misma, dejando un espacio para explorar nuevas alternativas con técnicas de control no lineal.

5. Referencias

- [1] Prospectiva del Sector Eléctrico. http://www.sener.gob.mx/res/pe_y_dt/pub/2012/pse_2012_2026.pdf. Mayo 2015
- [2] Sistema de información energética. <http://sie.energia.gob.mx>. Mayo 2015.
- [3] N. Hatziargyriou, H. Asano, R. Iravani, C. Marnay, "Microgrids". *Power and Energy Magazine*, IEEE. Vol.5. No.4. July-Aug. 2007. 78-94 pp.
- [4] D. Manz, R. Walling, N. Miller, B. LaRose, R. D'Aquila, B. Daryanian, "The Grid of the Future: Ten Trends That Will Shape the Grid Over the Next Decade". *Power and Energy Magazine*, IEEE. Vol.12. No.3. May-June 2014. 26-36 pp.
- [5] Qiang Fu, A. Hamidi, A. Nasiri, V. Bhavaraju, S. B. Krstic, P. Theisen, "The Role of Energy Storage in a Microgrid Concept: Examining the opportunities and promise of microgrids". *Electrification Magazine*, IEEE. Vol.1. No.2. Dec. 2013. 21-29 pp.

- [6] Jackson John Justo, Francis Mwasilu, Ju Lee, Jin-Woo Jung, "AC-microgrids versus DC-microgrids with distributed energy resources: A review, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*". Vol. 24. No. ISSN 1364-0321. August 2013. 387-405 pp.
- [7] B. S. Hartono, Y. Budiyanto, R. Setiabudy, "Review of microgrid technology". *QiR (Quality in Research)*, 2013 International Conference. 25-28 June 2013. 127,132 pp.
- [8] M. R. Starke, Li Fangxing, L. M. Tolbert, B. Ozpineci, "AC vs. DC distribution: Maximum transfer capability". *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, IEEE. 20-24 July 2008.1-6 pp.
- [9] F. Dastgeer, A. Kalam, "Efficiency comparison of DC and AC distribution systems for distributed generation". *Power Engineering Conference*, 2009. AUPEC. Australasian Universities. Sept. 2009. 1-5, 27-30.
- [10] G. AlLee, W. Tschudi, "Edison Redux: 380 Vdc Brings Reliability and Efficiency to Sustainable Data Centers". *Power and Energy Magazine*, IEEE. Vol.10. No. 6. Nov.-Dec. 2012. 50-59 pp.
- [11] Xianjin Zhang, Chunying Gong, "Dual-Buck Half-Bridge Voltage Balancer", *Industrial Electronics*, IEEE. Vol.60. No.8. Aug. 2013. 3157-3164 pp.
- [12] Xianjin Zhang, Chunying Gong, Zhilei Yao, "Three-Level DC Converter for Balancing DC 800-V Voltage". *Power Electronics*, IEEE. Vol. 30. No. 7. July 2015. 3499-3507 pp.
- [13] H. Kakigano, Y. Miura, T. Ise, "Low-Voltage Bipolar-Type DC Microgrid for Super High Quality Distribution". *Power Electronics*, IEEE. Vol.25. No.12. Dec. 2010. 3066-3075 pp.

- [14] H. Kakigano, Y. Miura, T. Ise, R. Uchida, "DC Voltage Control of the DC Micro-grid for Super High Quality Distribution". Power Conversion Conference – Nagoya. 2007. No. PCC '07. 2-5 April 2007. 518-525 pp.
- [15] Chi Zhang, Daozhuo Jiang, Huan Zheng, Lixin Ye, "A Bi-Directional Buck/Boost Voltage Balancer for DC Distribution System". Digital Manufacturing and Automation (ICDMA), 2013 Fourth International Conference. June 2013. 9-13, 29-30 pp.
- [16] H. Zheng, D. Z. Jiang, C. Zhang L. Ye, F. Xu, Y. Q. Liang, "A positive Buck-Boost voltage balancer for DC distribution system". Science China Technological Sciences. Vol. 57. No. 3. March 2014. 578-588 pp.
- [17] Hyun-Jun Kim, Yun-Seok Lee, Jin-gyu Lee, Byung-Moon Han, "Operation analysis of bipolar DC distribution system with voltage balancer". Power Engineering Conference (AUPEC). Australasian Universities. Sept.28-Oct.1 2014. 1-6 pp.

6. Autores

Ing. Fidel Alejandro Castro Espinosa obtuvo su título de Ingeniero Mecatrónico en el Instituto Tecnológico de Celaya en el año 2013, actualmente se encuentra cursando la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica.

Dr. Elías José Juan Rodríguez Segura, Ingeniero en Electrónica por la Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Azcapotzalco en 1994, Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica y Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico CENIDET en 1996 y 1999 respectivamente. Desde 1999 es profesor-investigador en el Instituto Tecnológico de Celaya, sus principales áreas de interés son los convertidores CD-CA y CD-CD para alimentación de microprocesadores, cargadores de baterías, microrredes de CD, iluminación de estado sólido y calentamiento por inducción para forja, templado y cocción.

Dr. Ciro Alberto Núñez Gutiérrez Doctor en Ciencias en Electrónica de Potencia por el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico en 2002. A partir de ese año ha trabajado como Profesor Investigador en el Posgrado de Ingeniería Eléctrica de la

Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí. Sus intereses de investigación se centran en la electrónica de potencia para diversas aplicaciones, control y modelado de convertidores y calidad de la energía eléctrica.

Desarrollo de un medidor portátil para la detección de metales pesados disueltos en medios acuosos utilizando principios de fluorescencia

Marco Antonio González Cantellano

Desarrollo Científico y Tecnológico para la Sociedad, CINVESTAV, Av. Instituto Politécnico Nacional No. 2508, Sn Pedro Zacatenco, C.P. 07360, Teléfono: (55)57473800 ext. 6780
mgonzalezg@cinvestav.mx magonzalezcantellano@gmail.com

Luis Manuel Montaña Zetina

Departamento de Física, CINVESTAV, Av. Instituto Politécnico Nacional No. 2508, Sn Pedro Zacatenco, C.P. 07360, Teléfono: (55)57473800 ext. 6153
lmontano@fis.cinvestav.mx

Resumen

Hemos incursionado en el desarrollo de un detector de fluorescencia para determinar, de forma cualitativa y cuantitativa, la presencia de metales pesados que se encuentren disueltos en medios acuosos y que causan problemas de salud pública en nuestro país; iniciando los primeros ensayos con muestras patrón de Hg(II). Las características de innovación de dicho instrumento, a diferencia de los equipos de laboratorio de grandes dimensiones y altos precios, son: costo moderado; los materiales que requiere pueden ser adquiridos en cualquier tienda de electrónica; de operación, ya que no excede las dimensiones de 9 dm³; sólo requiere una fuente de 12 volts y algunos reactivos analíticos para la adecuación de la muestra acuosa. La electrónica está conformada por un sensor de fluorescencia, una fuente de emisión de luz UV en el rango de 480-510 nm, un microprocesador y una pantalla sensible al tacto como interface. Estos son todos los elementos de electrónica básica para la propuesta de dicho instrumento.

Palabra(s) Clave(s): contaminantes, fluorescencia, metales pesados, quelatos.

1. Introducción

La determinación de metales pesados en medios acuosos, generalmente agua, ha estado regulado por las normas mexicanas desarrolladas a partir de normas norteamericanas y europeas [1,2,3]. Dichas normas aseguran la trazabilidad y repetibilidad de las mediciones para la determinación de dichos contaminantes. Algunas de las características de estos análisis son los de sus costos relativamente elevados y la necesidad de requerir procedimientos de muestreo, conservación y transporte indicado en dichas normas para su posterior examen en laboratorios certificados.

Sin dejar de lado los requerimientos mínimos necesarios para un análisis de calidad en laboratorio, nos hemos propuesto diseñar un detector de contaminantes del tipo metales pesados inicialmente para mercurio, que se encuentren disueltos en medios acuosos y que representan un problema de salud pública. Existen en el mercado, instrumentos de detección de metales que utilizan diferentes y muy variados detectores; todos ellos, equipos de laboratorio de que van de dimensiones significativas y altos costos [4] hasta equipos de mesa para aplicaciones específicas pero de costos relativamente altos [5]. Para el caso de metales en medios acuosos, se utilizan equipos de espectrometría que van desde la absorción atómica, hasta las tecnologías de plasma-masas pasando por el plasma de acoplamiento inductivo. Todas estas tecnologías son meramente de detección espectral; es decir, se detecta y se interpreta el espectro de emisión que una muestra acuosa que previamente fue excitada por una fuente de alta frecuencia (plasma) o por una radiación no ionizante (luz UV).

En una primera instancia, intentamos que dicho instrumento pueda ser utilizado “in situ” sin requerir la conservación y el traslado de muestras. La necesidad de desarrollar dicho equipo surge como una respuesta dada a las comunidades humanas que se encuentran cerca de cuerpos de agua (ríos, lagos, presas) y que son susceptibles de enfermedades derivadas de la mala calidad del líquido que consumen. Aunque existen muchos y muy variados tipos de contaminantes en agua, nos enfocamos a la parte de

metales pasados ya que estos representan un problema que aqueja a ciertas comunidades del norte del país y, concretamente, a las más cercanas a las industrias petrolera y minero – metalúrgicas.

El desarrollo del prototipo, pensado inicialmente para la rama de análisis de agua, consta de dos fases; el desarrollo de la marcha analítica y el desarrollo del prototipo electrónico. La marcha analítica se basa en la propiedad que tiene la 8-hidroxiquinoleína para conformar quelatos en metales que se encuentran previamente disueltos en medios acuosos [4,5]. Dichos quelatos, al cambiar su conformación espacial, atrapan al metal y adquieren propiedades de fluorescencia cuando es irradiado por una fuente de excitación [5]. El desarrollo del prototipo electrónico está basado en perfilar los mecanismos de control que permitan excitar la muestra con una fuente UV, detectar la fluorescencia generada a partir de un sensor en el rango de los 450-510 nm e interpretarla [6]. En un inicio, comenzamos con un proceso de detección cualitativa; es decir, poder determinar si, a partir de las lecturas de señal medida, podemos revelar o no al contaminante; y en una segunda fase, determinar la cantidad de contaminante presente en dicha muestra.

2. Desarrollo

Se construyeron tres prototipos; cada uno consecuencia de mejoras en el prototipo anterior. Describimos el desarrollo de cada uno y los componentes a manera de módulos que los conforman. En la parte final del desarrollo, se lista una tabla de los diversos módulos que conforman el prototipo final.

Trabajamos sobre el concepto preliminar de un dispositivo que detecte una emisión de fluorescencia generada por una reacción fisicoquímica iniciada por una fuente UV de alta potencia. Dicha emisión, una vez amplificada, es interpretada por un microcontrolador que, acoplado a una interfaz gráfica (analógica o digital), nos indique cualitativa y cuantitativamente el o los contaminantes presentes en el medio acuso analizado [7,8] (Ver fig. 1).

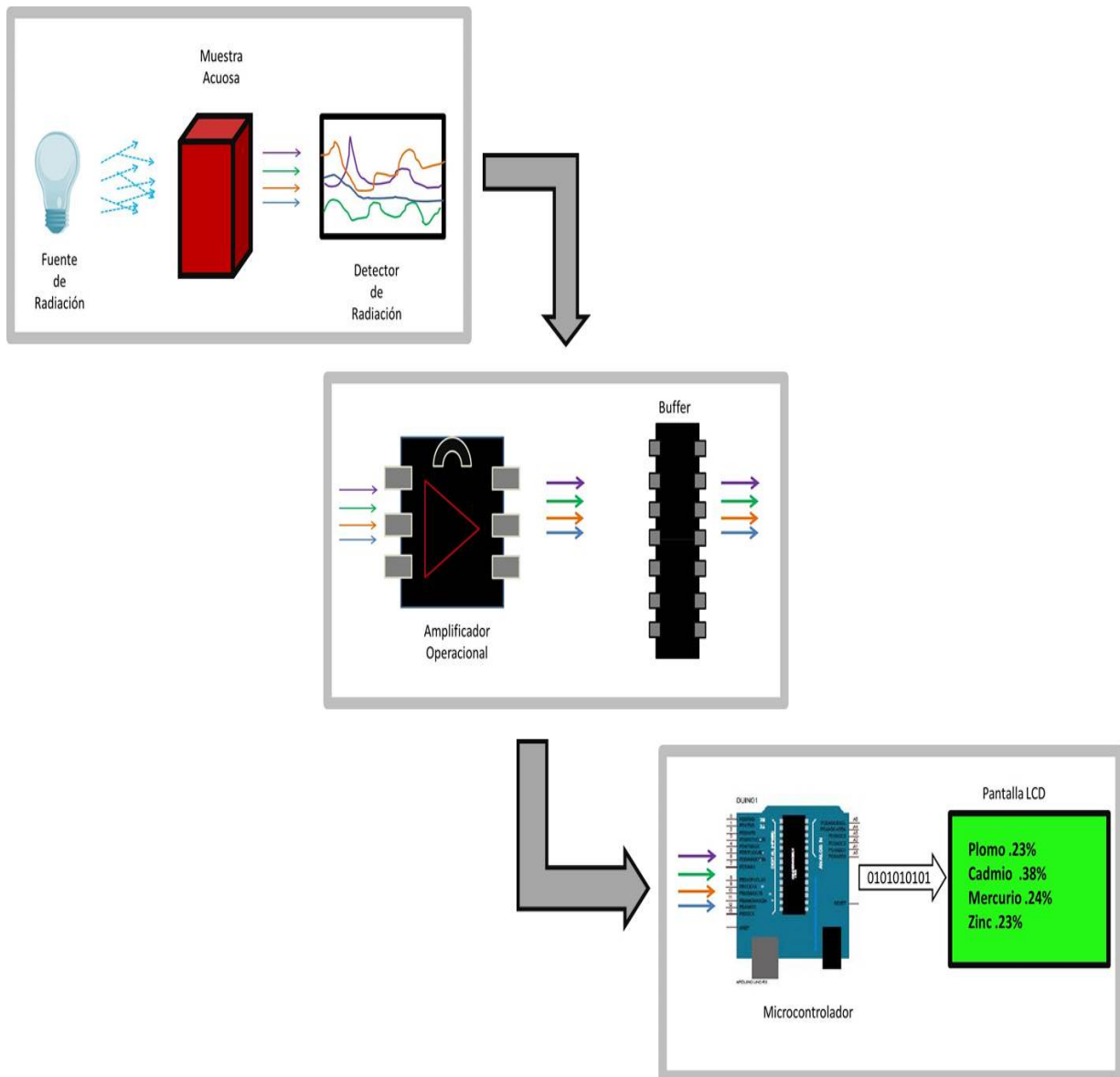


Fig. 1. Planteamiento conceptual del dispositivo.

Utilizamos como dispositivo para la interpretación electrónica, al procesador ATmega 2560 por la versatilidad de sus conexiones; tanto analógicas como digitales. Se programan, como principio inicial en los tres prototipos, tres señales analógicas de entrada, una señal de salida y una interpretación de datos, mismos que son mostrados en una pantalla alfanumérica.

Cómo dispositivo de captura de radiación no ionizante, trabajamos sobre dos propuestas: una fotoresistencia de sulfuro de cadmio (CdS) que genera señales de respuesta en el rango de 1.2 a 3.5 Volts, y un detector de radiación de ferricianuro de sílice ($\text{SiFe}(\text{CN})_2$) de tres canales de alta sensibilidad que trabaja en el rango de 0.1 a 0.6 mV (ver Fig. 2).

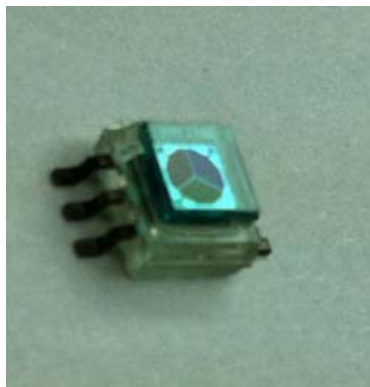


Fig. 2. Sensor de $\text{SiFe}(\text{CN})_2$ de tres canales.

Como la interacción luz – materia es compleja, una fuente de longitud de onda corta nos puede proporcionar mayor eficiencia cuántica para la detección. Sin embargo, las posibilidades de que dicha energía se convierta en calor, son muy altas. Es por ello que, una vez determinada la longitud de onda en la que nuestro analito puede ser excitado, es necesario medir las respuestas de fluorescencia generadas [9,10,11]. Esto nos lleva a la necesidad de encontrar las diferentes respuestas que tienen diferentes fuentes de longitud de onda [12].

Previo a la definición del tipo de fuente a utilizar, se tomaron lecturas con LED's de diferentes longitud de onda; todas de 1 watt de potencia (ver Tabla 1).

Longitud de onda del LED	Voltaje de operación	
	Min	Max
375 – 380 azul	3.8	4.5
405 – 410 azul	3.8	4.5
420 azul	3.5	4.0
490 – 540 verde	2.0	3.5
550 – 600 amarillo	2.5	3.5

Tabla 1. LED's utilizados como fuente de emisión.

Los LED's presentan la misma conformación física. Es necesario, por las necesidades de su consumo y por seguridad para no estropearlo, regular el voltaje de entrada a los rangos máximos indicados en la tabla 1. Todos los LED's usados en este prototipo son montados sobre una base estándar para regular el voltaje (Fig. 3).

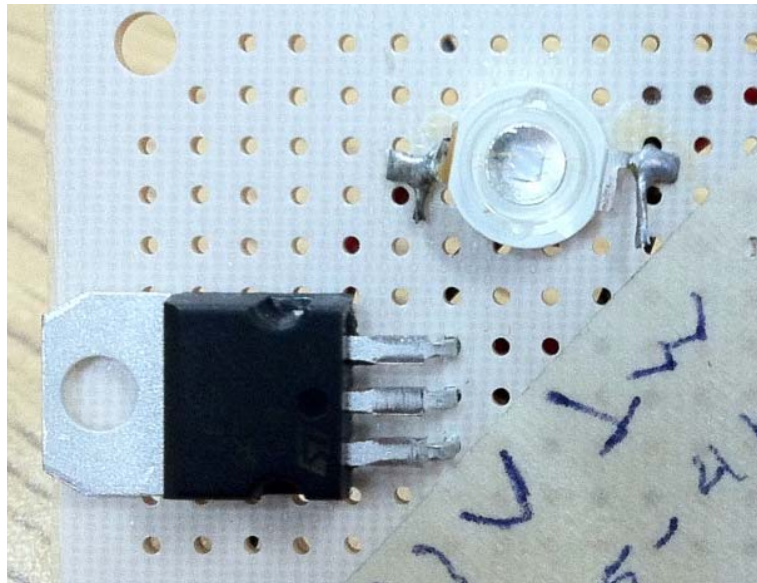


Fig. 3. LED UV del rango de 405 – 410 nm.

Se reciben tres señales de tipo analógico con rangos de 0.003 a 2.7 volts; una por cada rango de detección. Todo el dispositivo es alimentado con por una fuente de 5 volts para un consumo de 0.6 amps.

El contenedor de la muestra acuosa se monta sobre una base donde se instalan tanto el detector como la fuente de emisión. Dicho contenedor se prefiere totalmente oscuro y sin superficies reflejantes (fig.4).



Fig. 4. Primer prototipo con celda para probeta de muestra, LED UV y detector.

La señal del detector es llevada a la electrónica de amplificación, que a su vez, está habilitada por un buffer para evitar caídas de tensión. Todo ello se encuentra alimentado por una fuente de 5 volts (fig. 5).

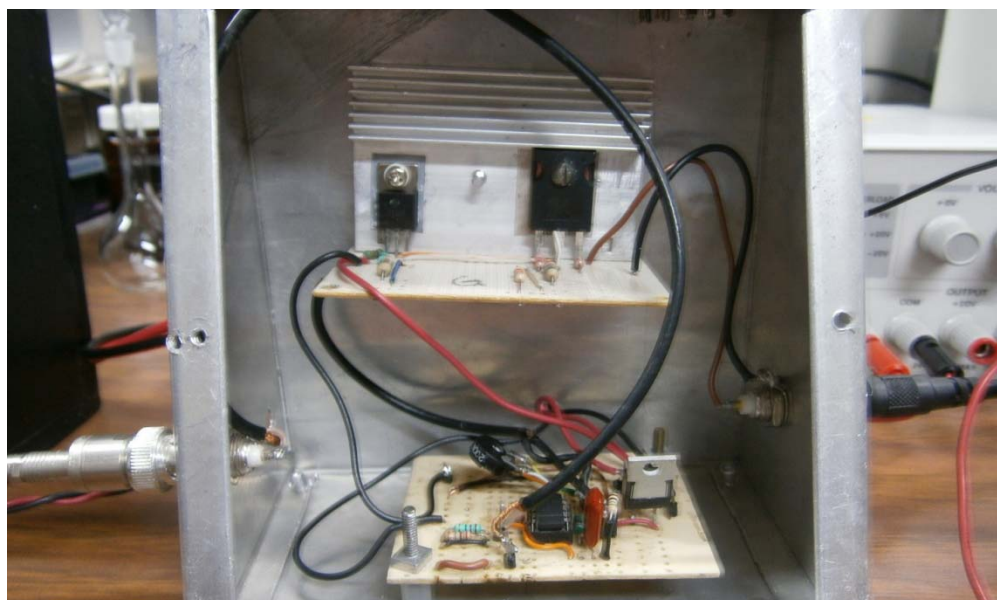


Fig. 5. Circuito con amplificador operacional y buffer para caídas de tensión.

La señal, una vez amplificada y estabilizada, es llevada a la electrónica de interpretación que nos permite obtener una lectura presuntiva (en una primera fase) del analito buscado; esto como un primer prototipo (fig. 6).

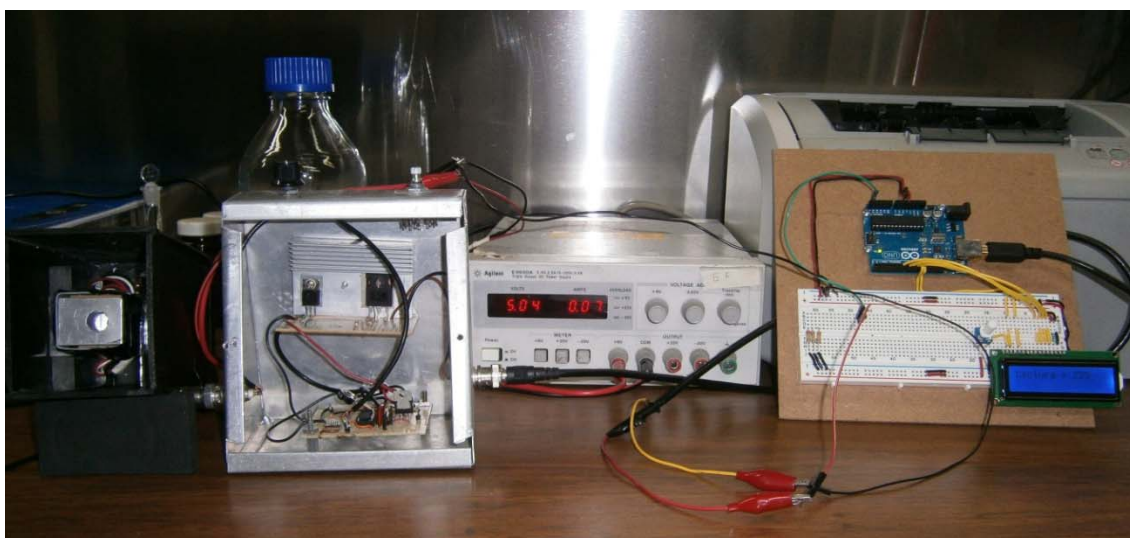


Fig. 6. Prototipo 1 completo, incluyendo sistema de adquisición de datos y pantalla analógica.

El segundo prototipo mejorado incluye una interface gráfica de control y de interpretación de datos. Se utiliza, como interface de comunicaciones, una pantalla sensible al tacto de 8.5 por 6 cm alimentada con 5 volts con dos canales de transmisión y recepción de datos desde el micro controlador. Dicha pantalla es programada y configurada para apagar y encender el equipo, para detectar las tres señales en los tres rangos posibles y para dar lectura a la señal más intensa previamente ponderada (ver fig. 7)

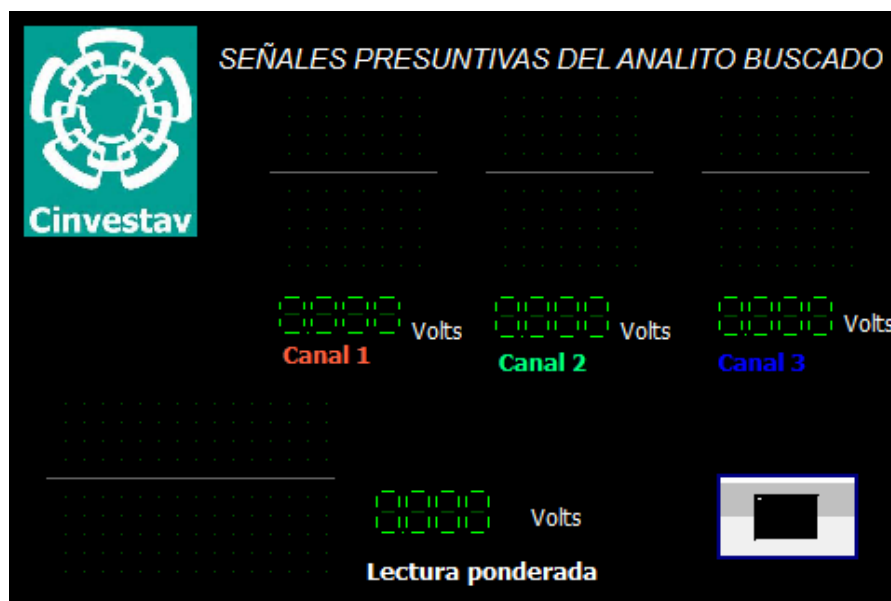


Fig. 7. Modelo previo de diseño de interface para control del dispositivo.

La electrónica mejorada incluye un filtro en la señal y la posibilidad de intercambiar las fuentes de emisión en diferentes rangos de longitud de onda en el UV, pero no las fuentes de detección; es decir, estamos dejando fija la fuente de detección ya que, para este segundo prototipo, no hemos considerado intercambiar el fotodetector por algún otro con mejor respuesta. También no consideramos aún un cambio o mejora en la celda de detección que contiene, además de la fuente de emisión y al fotodetector, la probeta con la muestra previamente tratada (fig. 8).



Fig. 8. Prototipo 2 con pantalla sensible al tacto como interface.

Como parte de las mejoras en el diseño y la programación, recogemos en la interface gráfica, las señales de los canales utilizados para la lectura de la fluorescencia emitida por la muestra. Se toma como predominante a aquella señal de mayor potencia y se compara, estadísticamente, con los demás canales; obteniendo así, una señal ponderada (fig. 9).

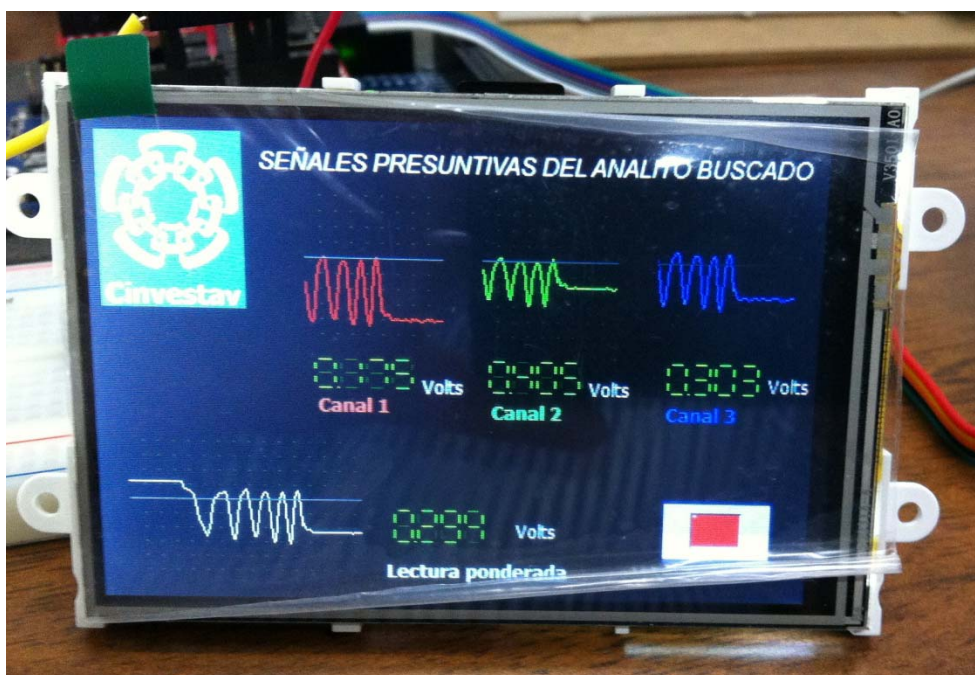


Fig. 9. Interface activa; tres canales y señal ponderada.

El tercer modelo de desarrollo del prototipo se derivó en dos fases; la primera consistió en la adecuación y mejoramiento de la electrónica desarrollando una fuente de poder bipolar de 12 y 5 volts (fig. 10), así como el arreglo dimensional en lo que ahora es la estructura física del instrumento (fig. 11).

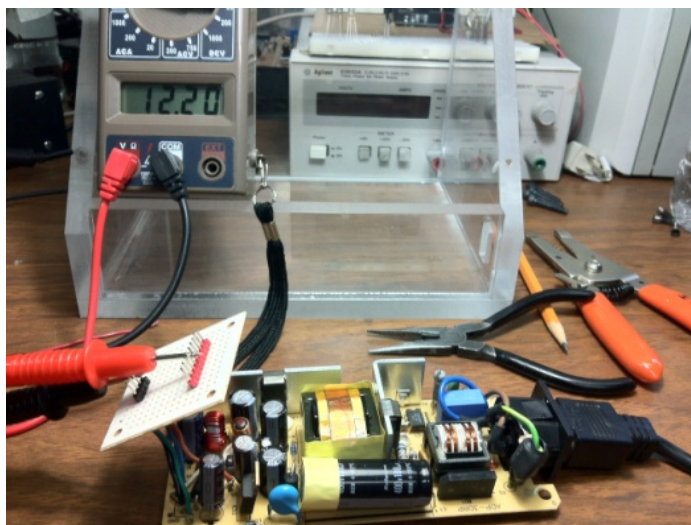


Fig. 10. Fuente de alimentación bipolar de (+/-) 5 y 12 volts.

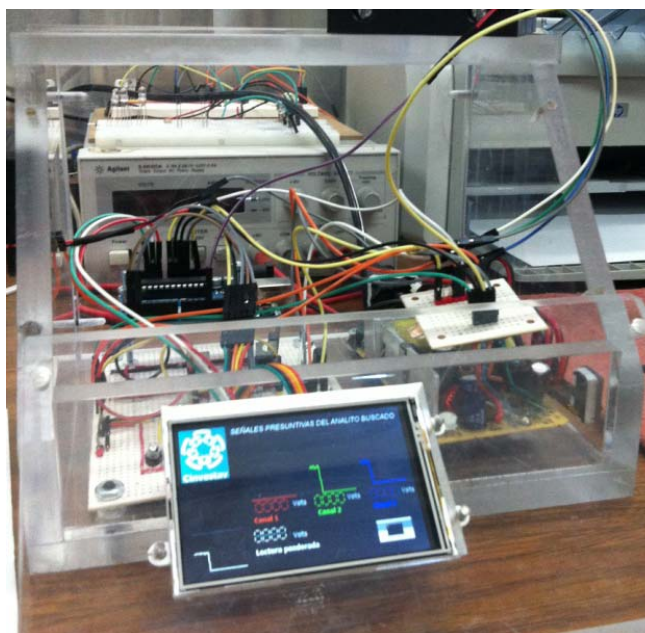


Fig. 11. Arreglo dimensional de la estructura física del dispositivo.

La segunda fase consistió en el desarrollo de una nueva celda de detección; la cual cuenta con la peculiaridad de poder intercambiar tanto el detector como la fuente de emisión UV. Dicha celda se concibió como un cuerpo negro con la menor superficie reflejante y con el espacio necesario para la introducción de la muestra contenida en una probeta cúbica (fig 12).

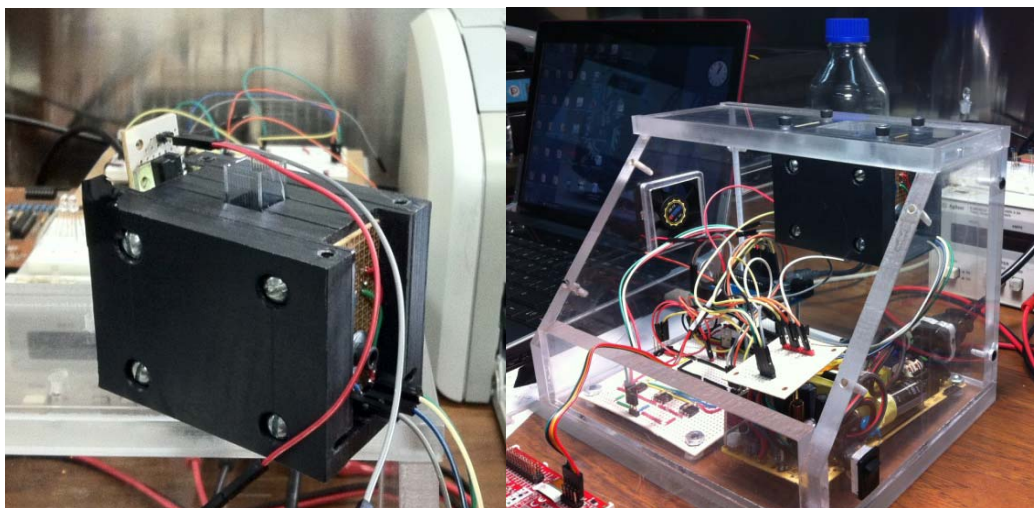


Fig. 12. Celda de detección con fuente de emisión, detector y ranura porta probeta. Fuera del instrumento (a), y empotrado en el mismo (b).

Finalmente, la conjugación de todas las fases nos da como resultado el tercer prototipo terminado. Esta versión del instrumento engloba: fuente de poder regulada bipolar, electrónica de emisión y control de radiación UV, celda de emisión UV - detección de fluorescencia UV, electrónica de recepción – amplificación de señal y microprocesador de detección e interpretación de señal (ver tabla 2). Todos estos elementos, a excepción de la fuente bipolar regulada, están controlados por la pantalla sensible al tacto que funciona como interface entre el usuario y el instrumento (fig. 13).

Módulos construidos	Aplicación
Fuente bipolar (+/-) 5 y 12 volts	Suministro y regulación de energía
Electrónica de emisión y radiación UV	Suministro de radiación UV no ionizante con control de intensidad
Celda de emisión UV – detección fluorescencia	Zona de emisión de radiación UV hacia la muestra acuosa y de detección de fluorescencia generada por el analito buscado.
Electrónica de recepción – amplificación de señal.	Recepción de la señal emitida y potenciada mediante amplificadores operacionales.
Sistema de microprocesador – interpretación de señal	Recibe la señal amplificada y, mediante un algoritmo previamente programado, interpreta la señal.
Interfaz gráfica	Control del instrumento y presentación gráfica de los resultados.

Tabla 2. Módulos que componen al 3er prototipo.

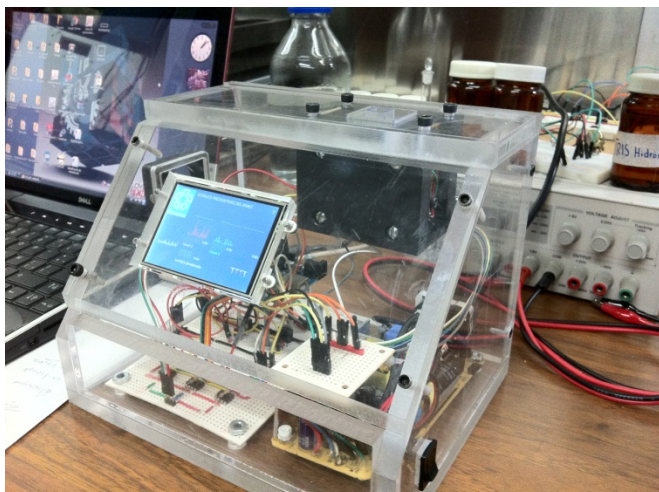


Fig. 13. El prototipo No. 3. (a) Armado y operando y (b) con la radiación UV no ionizante incidiendo en la probeta con la muestra.

Las pruebas de detección cualitativa y cuantitativa para el Hg(II) se realizaron desde la puesta en marcha del 1er prototipo. La evolución en el diseño y mejora en la electrónica de detección se concentraron en el desarrollo de modelo de la interfaz gráfica de control y en la celda de detección, misma que presentó mayor complejidad en su diseño debido a la necesidad de contar con espacios no reflejantes y con una alineación entre emisor – muestra – detector lo más precisa posible. Esto se logró midiendo las desviaciones en las lecturas de salida del detector con respecto a la posición horizontal del emisor. En este sentido, la muestra no requiere ajuste en cuanto a su ubicación, ya que se encuentra fija en la parte central de la celda, y la radiación incide sobre una sección horizontal de la misma.

3. Resultados

Para el caso del sensor de tres canales que utiliza como sustrato sílice, medimos su respuesta espectral debido a que las muestras presentan emisión para rangos de longitud de onda entre 300 a 520 nm (ver fig. 14).

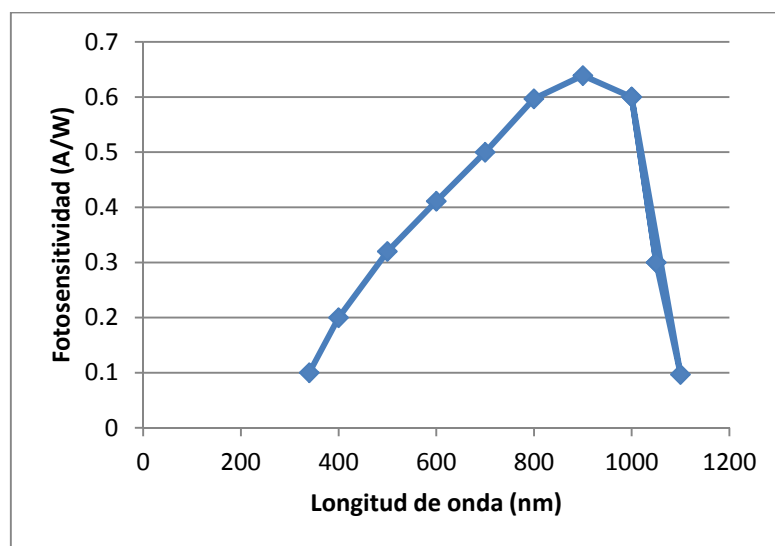


Fig. 14. Respuesta espectral del detector de SiFe(CN)_2 .

Utilizando diferentes fuentes de emisión de 1watt, observamos una respuesta consistente para el detector de tres canales con rangos de alimentación de 1.75 a 3.70 miliVolts, con salidas de potencia entre 100 y 1100 miliWatts por centímetro cuadrado. Para el caso de la generación de fluorescencia, requerimos mayor energía para poder excitar la muestra formada por el quelato metálico y la 8-hidroxiquinoleina. Nuestras opciones se acercan más a la utilización del LED en los rangos de 375 a 410 nm (ver fig. 15).

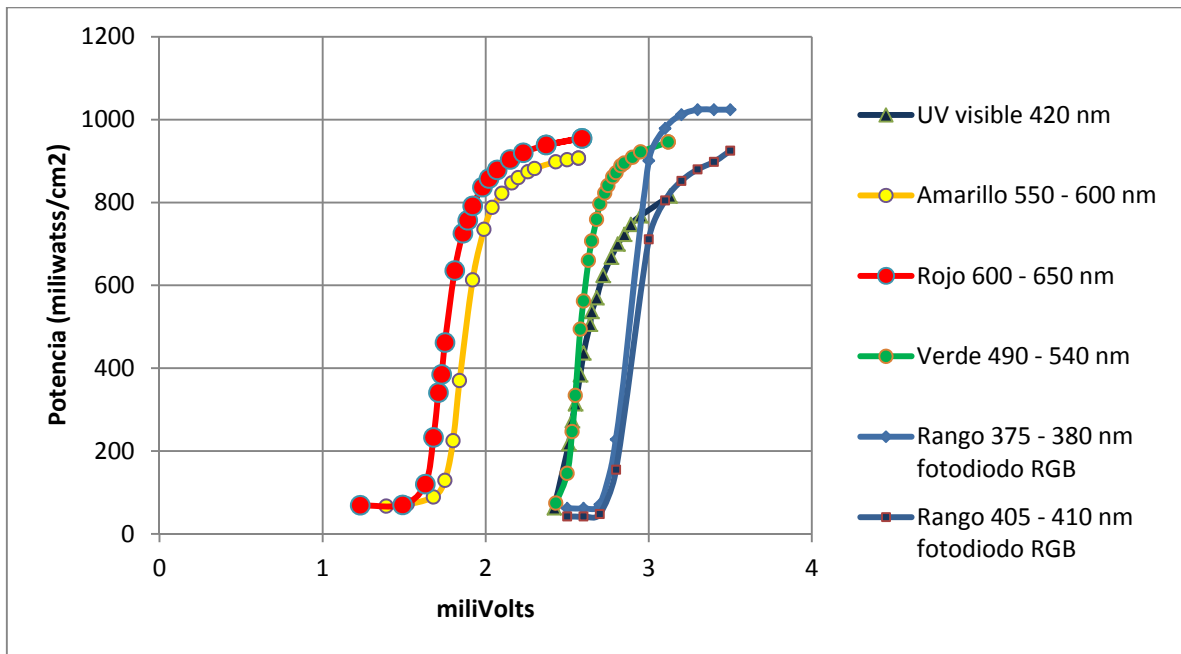


Fig. 15. Respuesta del fotodiodo para diversos tipos de fuente de emisión.

Esperamos una respuesta consistente para el fotodiodo de tres canales la cual no requiera ajustes o transformaciones logarítmicas que nos obliguen llevarlo a una transformación lineal. Para este caso, la respuesta experimental es muy consistente con mínimas desviaciones y con una R de 0.993 (ver fig. 16).

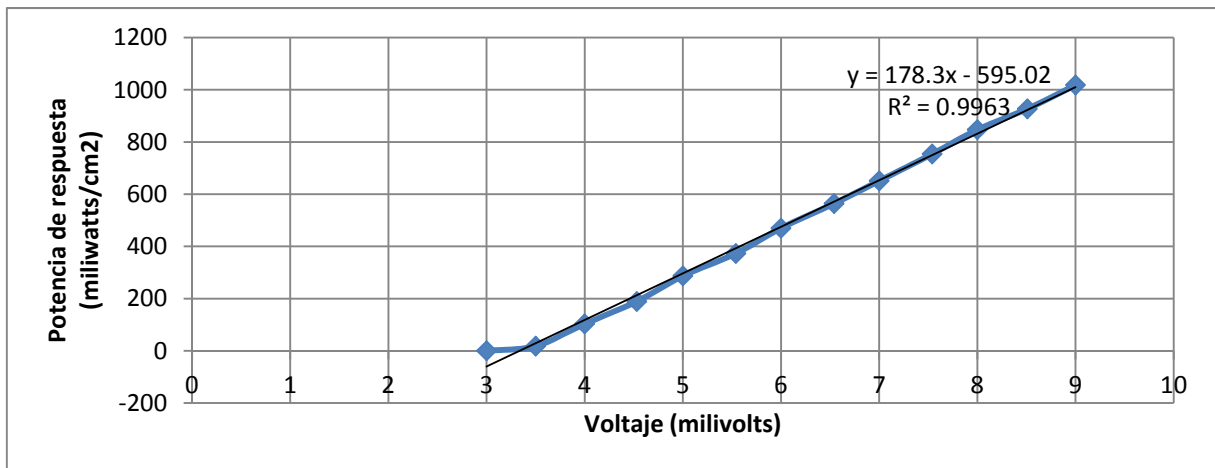


Fig. 16. Respuesta del fotodiodo para rangos de 3 a 9 miliVolts.

Con una concentración conocida de Hg patrón, disuelto HNO_3 y preparado con diferentes diluciones para generar muestras de diferentes concentraciones (0 a 0.024 gr/lit) se procedió a la formación de los quelatos con solución de 8-hidroxiquinoleína ajustado todo a un pH de 8.5 con solución buffer y con la adición de Tris-hidroxiaminometano. Una vez estabilizado, se procedió a la lectura en el aparato obteniendo la siguiente curva de concentraciones para una repetibilidad de 8 pruebas en días diferidos con el mismo analista (ver fig. 17).

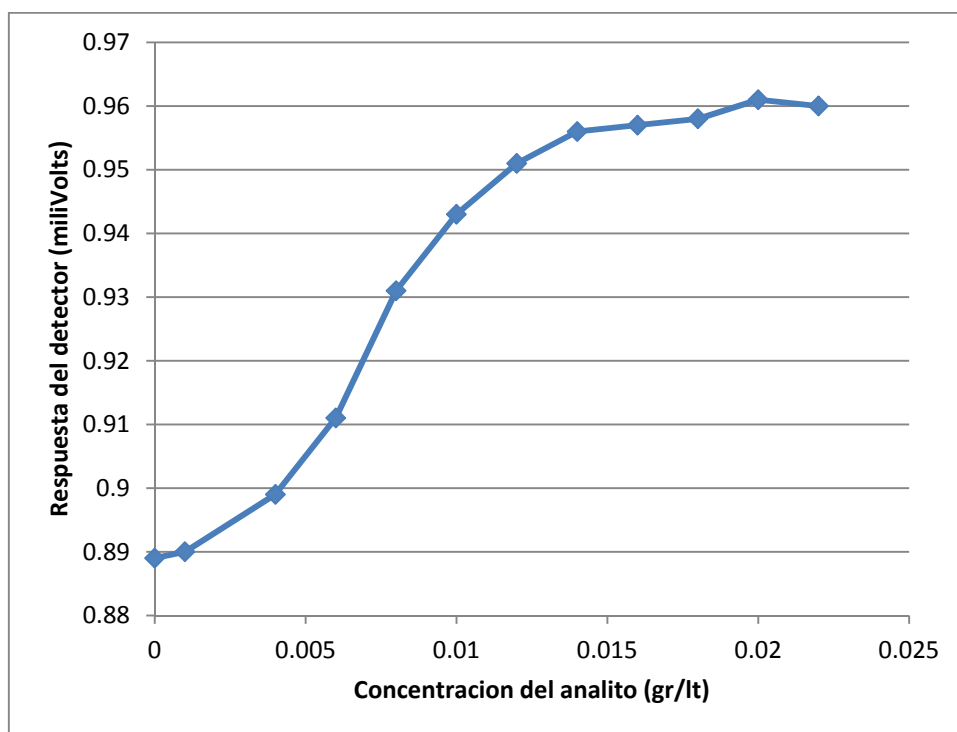


Fig. 17. Concentración vs respuesta del detector.

No realizamos pruebas de reproducibilidad porque el instrumento aún se encuentra en fase de pruebas. Las reacciones con los diferentes analitos presentan variaciones pero, en general, los resultados en la repetibilidad de muestras patrón es consistente. Sin embargo, estamos a la espera en la adquisición de algunos reactivos que nos permitan llevar a cabo más pruebas, tanto de reproducibilidad como de repetibilidad para el caso del Hg. Es claro, por la información recopilada en cuanto a la fluorescencia que

presentan algunos metales que son sometidos a un cierto tratamiento químico previo, que podemos ampliar la aplicabilidad del instrumento hacia la detección de otros metales disueltos en medios acuosos [13]. En este sentido, sabemos que el instrumento es capaz de detectar emisiones de fluorescencia en los rangos espectrales de 360 a 500 nm. Sin embargo, desarrollar la metodología para la marcha analítica de detección es la fase más sensible en cuanto a la utilidad total del instrumento. Para esto, requerimos de toda una batería de reactivos de calidad “Grado Analítico” para la preparación de muestras patrón; que en conjunto representan una inversión considerable. En este sentido estamos en espera de presupuesto para ello. A la par, estamos considerando desarrollar una versión mejorada y más robusta del 3er prototipo para una gama de por lo menos tres metales; a saber: Cadmio, Plomo y Cobre, cuyos espectros de emisión pueden ser recogidos por el fotodetector; y que sabemos representan problemas de contaminación en cuerpos de agua [14,15]. Con esto, es posible realizar métodos de identificación de contaminantes susceptibles de ser removidos de los lugares donde generan problemas de salud pública [16,17].

4. Conclusiones

Al lograr detectar emisiones de fluorescencia para Hg por rangos entre 0.004 a 0.025 gl/lit estamos más cerca de enfatizar la utilidad de dicho instrumento. El abanico de fluorescencias que el sensor puede detectar, potenciado por el amplificador operacional, nos asegura una aplicabilidad para la detección de metales disueltos en agua con un precio bajo y, sobre todo, con el elemento de portabilidad de que dispone el aparato. Hemos pensado en utilizar una batería de detectores de rango mayor (410 - 950 nm) y de alta sensibilidad para así abarcar un mayor espectro de emisión que permitiría detectar otros compuestos quelados sensibles a la 8-hidroxiquinoleína; aunque esto no es privativo de este compuesto. Cualquier quelante capaz de generar fluorescencia al cambiar su conformación electrónica, es candidato a ser usado para medir cualitativa y cuantitativamente un compuesto previamente disuelto o tratado. El aparato, al ser capaz de detectar una fluorescencia con una electrónica de bajo costo,

podrá convertirse en un instrumento versátil para toda aquella muestra inorgánica u orgánica susceptible de ser cuantificada por métodos espectrométricos en el rango del ultravioleta al de luz visible. La portabilidad del instrumento, que es el mayor valor agregado que le damos, nos permite visualizar su aplicación directamente en el lugar donde sean necesarios estudios ambientales que requieran soluciones inmediatas para resolver una problemática de contaminación en agua. Este instrumento no pretende sustituir a los estudios realizados con mayor profundidad por centros y laboratorios certificados, sin embargo, estamos seguros que es una opción viable para análisis presuntivos en cuerpos de agua. Sus posibilidades, las comenzamos a explorar.

5. Referencias

- [1] Norma Oficial Mexicana NMX-AA-051-SCFI-2001. Análisis de Agua – Determinación de metales por absorción atómica en aguas naturales, potables, residuales y residuales tratadas – Método de prueba. SEMARNAT. 2001.
- [2] Water Analysis Handbook. 3ra edition. 2005. HATCH. Colorado. USA.
- [3] L. Clesceri, A. E. Greenberg, A. D. Eaton. Methods for the examination of water and wastewater. 20th edition. 2008. Oxford Academic Press. 1475 pp.
- [4] J. R. Lakowicz, Principles of Fluorescence Spectroscopy. 2006. Springer-Verlag. 954 pp.
- [5] IOE-CP Spectrometers. <http://www.spectro.com/products/optical-emission-spectroscopy-metal-analyzer/trace-metal-analysis-spectrolab>. Marzo 2015.
- [6] Fluorescence Method Development. <http://www.dionex.com/en-us/webdocs/113591-Handbk-FLD-3000-Method-Develop-AN7>. Mayo 2015.
- [7] H. Zhang, Qiang-Li, Y. Jiang, “8-Methoxyquinoline based turn-on metal fluoroionophores”. Tetrahedron Letters. No. 48. 2007. 3959 – 3962 pp.

- [8] B. Valuer, J. C. Brochon. *New Trends in Fluorescence Spectroscopy. Applications to Chemical and Life Sciences*. Springer-Verlag. Berlin. 2001. 496 pp.
- [9] K. Soraka, R. S. Vithanage, D. H. Phillips, "Fluorescence Properties of Metal Complexes of 8-Hydroxyquinoline-5-sulfonic Acid and Chromatographic Applications". *Anal. Chem.* No. 59. 1997. 629 – 636 pp.
- [10] L. García-Colín, L. Dagdug y M. Picquard, *Introducción a la Física Biológica*. El Colegio Nacional. 2010. 1295 pp.
- [11] Yan Zhou, Yan-Bin Jou, "Combined Toxic Effects of Heavy Metals and Antibiotics on a *Pseudomonas fluorescens* Strain ZY2 Isolated from Swine Wastewater". *International Journal of molecular sciences*. No 16. 2015. 2839-2850 pp.
- [12] A. Requena, J. Zuñiga, *Espectroscopia*. 2005. Prentice Hall. 731 pp.
- [13] E. Hecht, *Óptica*. (2000). Addison Wesley. 702 pp.
- [14] Salem Muhammad, Lee Ki-Hwam, "Selective fluorescence detection of Cu²⁺ in aqueous solution and living cells". No. 145. 2014. 843-848 pp.
- [15] Jun Tan, Xiaoyan Wei, "The construction, characterization, Hg(II)- sensing and removal behavior of magnetic core-shell nanospheres loaded with fluorescence Off – On probe". *Spectrochimica Acta*. No. 133. 2014. 410-413 pp.
- [16] Chunchang Zhao, Kaibin Li, "Deprotonation and chelation synergically triggered near infrared fluorescence for selective detection of Hg(II)". *Journal of Photochemistry and Photobiology*. No. 250. 2014. 72-76 pp.
- [17] Li Huang, Congming Xiao, Bingxia Chen, "A novel starch-based adsorbent for removing toxic Hg(II) and Pb(II) from aqueous solution". *Journal of Hazardous Materials*. No. 192. 2014. 832-836 pp.

6. Autores

Ing. Marco Antonio González Cantellano, es Ingeniero Químico Industrial egresado de la ESIQIE del IPN. Estudiante de doctorado en el programa DCTS (Desarrollo Científico y Tecnológico para la Sociedad) investiga y desarrolla dispositivos espectrométricos y de radiación con aplicaciones en las áreas de diagnóstico médico y ambiental.

Dr. Luís Manuel Montaña Zetina. Obtuvo su maestría y doctorado en Física en el Centro de Investigación y Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional. Trabaja en el desarrollo de instrumentación para detección de altas energías y aplicaciones para Física Médica. Desde 1999 hasta la fecha, forma parte del grupo mexicano que trabaja en el experimento ALICE del “Large Hadron Collider” (LHC) en el CERN. Es miembro del Sistema Nacional de Investigadores (SNI Nivel 2) desde el 2001 y de la Academia Mexicana de Ciencias desde el 2007.

Sistema integral de software y hardware para el aprendizaje del funcionamiento y manejo de los sensores

Javier Silvestre Zavala

Instituto Tecnológico Superior de Irapuato, Carretera Irapuato-Silao km 12.5, C.P. 36821, Irapuato,
Guanajuato, México, Teléfono: (462) 60 67 900
jasilvestre@itesi.edu.mx

José Nicolás Márquez Márquez

Instituto Tecnológico Superior de Irapuato, Carretera Irapuato-Silao km 12.5, C.P. 36821, Irapuato,
Guanajuato, México, Teléfono: (462) 60 67 900
nickuzz666@hotmail.com

Resumen

En la actualidad los sensores se encuentran presentes prácticamente en cualquier actividad del ser humano, habiendo una gran diversidad como principios físicos en los que se basan. Debido a lo anterior, es mandatorio su estudio en las aulas de clase de las universidades donde se imparten carreras de ingeniería. En la carrera de Ingeniería en Sistemas Computacionales de los tecnológicos del país, existe una materia denominada Sistemas Programables, la cual le permite al futuro ingeniero integrar soluciones computacionales que incluyen interfaces hombre-máquina y máquina-máquina. Estas soluciones demandan el dominio de software y hardware incluido el conocimiento y manejo de sensores [4]. Por lo anterior mencionado, el presente trabajo presenta un balance entre los conocimientos teóricos y prácticos de los sensores. A través de una tarjeta electrónica que integra seis sensores, se establece una comunicación vía USB a una interfaz gráfica instalada en una pc. La interfaz gráfica muestra información de los sensores, tal como, características, rangos de medición y

funcionamiento interno. Además, se pueden adquirir datos en tiempo real de cada sensor, mostrando los resultados en la interfaz.

Palabras Clave: interfaz gráfica, sensor, sistemas programables, tarjeta electrónica.

1. Introducción

El proceso de enseñanza-aprendizaje de las asignaturas con contenidos de electrónica descansa en dos ejes principales: el aprendizaje de los conceptos teóricos y el empleo y reforzamiento de los mismos por medio del desarrollo de prácticas de laboratorio y proyectos. En la actualidad existe un lenguaje de programación y comunidad en línea denominado Scratch, desarrollado por el grupo Lifelong Kindergarten del Laboratorio de Medios del MIT y ofrecido de forma gratuita [7]. The Playful Invention Company (PICO) desarrolló una tarjeta electrónica denominada PicoBoard para conectar sensores a los proyectos creados por Scratch. La tarjeta incluye un sensor de sonido, un sensor de luz, un botón, un control deslizante y cuatro entradas con cuatro juegos de pinzas (caimanos) que miden la resistencia eléctrica de un circuito y una conexión USB a una computadora [8].

Tanto el lenguaje Scratch como la tarjeta PicoBoard fueron mejorados y/o adaptados para ampliar el rango de proyectos que pueden realizarse con ellos. La Tarjeta de sensores TDS fue desarrollada por Applications and Software Designs (A&S Design) y ofrece, además de la misma funcionalidad de la PicoBoard, una serie de mejoras que incluyen un selector de alcance del sensor de sonido y una salida de 5 voltios. Esta última mejora habilita la TDS para leer datos provenientes de sensores que requieren alimentación de energía (acelerómetros, sensores de presión, ultrasonido, humedad relativa, etc.) [9]. Por su parte, S4A (Scratch for Arduino) es un lenguaje de programación modificado de la versión de Scratch desarrollado por Citilab Smaltalk Team. S4A permite la programación de las tarjetas Diecimila, Duemilanove y Uno de Arduino [10].

En otro orden de ideas, un curso de Sistemas Programables impartido en los tecnológicos del país incluye el estudio de sensores ópticos, de proximidad y de temperatura, entre otros. También se incluye el estudio de diferentes tipos de actuadores, programación y comunicación de microcontroladores, adquisición de datos y módulos hombre-máquina y máquina-máquina [4]. La asimilación de los principios físicos en los que se basan los sensores y su funcionamiento, implica un reto para los estudiantes, ya que es información que después deben aplicar para el desarrollo de proyectos. Por otro lado, la carencia de dispositivos didácticos para el desarrollo de prácticas de laboratorio provoca un gasto que puede llegar a ser excesivo para los estudiantes.

En el presente trabajo se utiliza un microcontrolador PIC 18F2550 programado en lenguaje C, montado sobre una tarjeta electrónica que integra seis tipos de sensores: sensor de temperatura LM35, sensor de temperatura y humedad DHT11, sensor de movimiento GH-718C, sensor ultrasónico de distancia HCR-04, sensor infrarrojo CNY70 y sensor LDR fotorresistencia. Los sensores se encuentran conectados al microcontrolador, el cual permite recoger las lecturas de las variables físicas que cada uno de ellos mide. El microcontrolador a su vez, se conecta vía USB a una interfaz gráfica desarrollada en C#. La aplicación de computadora muestra una serie de opciones en pantalla que permiten la conexión de la tarjeta con el microcontrolador y seleccionar uno de los sensores para el análisis didáctico del mismo. Este análisis incluye el despliegue de información tal como características, principio físico en que se basa, funcionamiento interno, rangos de medición, fórmulas matemáticas para obtener las lecturas, así como obtención de lecturas en tiempo real de cada sensor. Esta última característica permite observar en la aplicación de computadora el proceso de conversión de los valores analógicos que recibe el microcontrolador a las lecturas de las variables físicas medidas en sus respectivas unidades.

2. Desarrollo

En el presente trabajo se utilizó para su desarrollo el ciclo de vida de prototipado reutilizable. Dentro de este ciclo de vida se desarrolla el prototipo funcional y puede ser modificado de acuerdo a los requerimientos del usuario. Sin embargo, no se pierde el esfuerzo efectuado en la construcción del prototipo pues algunas de sus partes o el conjunto pueden ser utilizados para construir el producto final. Las razones por las que se eligió este ciclo de vida se describen a continuación:

- Se terminaron versiones individuales para cada sensor del sistema en poco tiempo.
- Se evaluaron los resultados de cada versión para comprobar que se estuviera cumpliendo el objetivo del trabajo.
- Se tuvo la posibilidad de introducir cambios en las funcionalidades del sistema en todo momento.
- Se involucró al usuario en la evaluación de la interfaz de usuario para entender sus requerimientos antes de la implementación final.

Identificación de la necesidad del prototipo

Para identificar la necesidad del prototipo, se aplicó un cuestionario de preguntas cerradas a estudiantes de sexto y octavo semestre de la carrera de Ingeniería en Sistemas Computacionales. Cabe mencionar que la materia de Sistemas Programables se imparte en el séptimo semestre de dicho plan de estudios. El cuestionario arrojó como resultados más sobresalientes los mostrados en la figura 1.

Estos resultados muestran que para adquirir un conocimiento significativo acerca del manejo y funcionamiento de los sensores, es necesario que los estudiantes cuenten con dispositivos didácticos que les permitan realizar prácticas de laboratorio y que les permitan también visualizar los resultados de la interacción con los sensores. Por lo anterior, se decidió desarrollar el prototipo consistente en una tarjeta electrónica que

cuenta con varios sensores y un software didáctico que muestra los resultados de la interacción con estos.

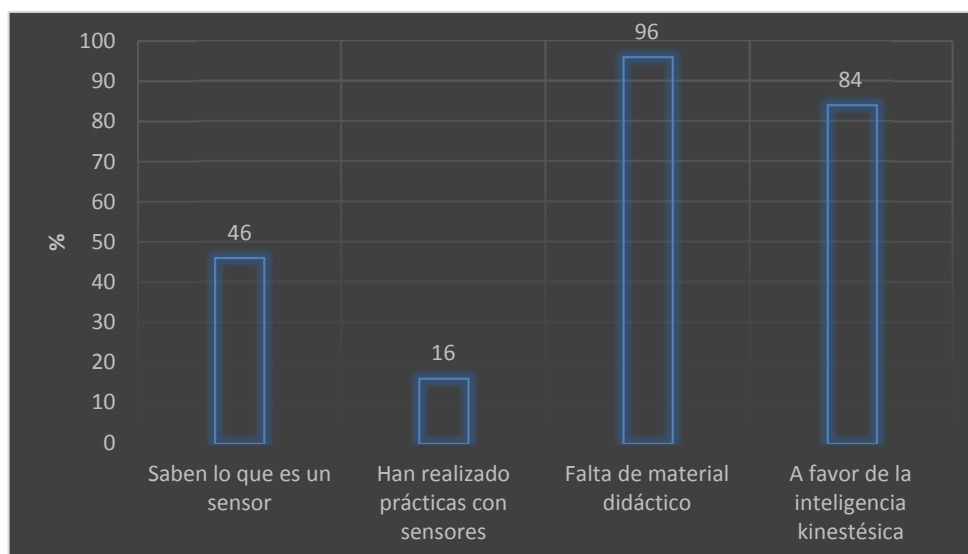


Fig. 1. Resultados de la aplicación del cuestionario a estudiantes.

Diseño rápido.

Para la realización del diseño rápido del prototipo se optó por la utilización del software de simulación Proteus. Proteus es un software desarrollado por LABCENTER Electronics que permite diseñar tanto a nivel hardware como software y realizar la simulación en un mismo y único entorno [1]. En la figura 2 se muestra la prueba simulada de conexión del microcontrolador mediante USB. Simulada para evitar en esta primera etapa la programación directa sobre el PIC.

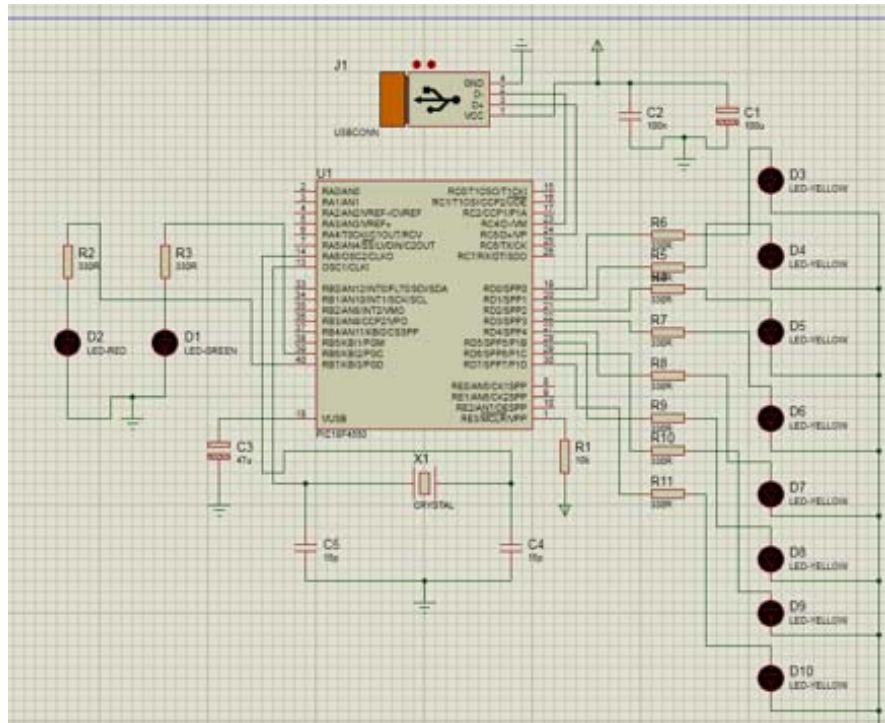


Fig. 2. Diseño rápido con proteus.

Se optó por una comunicación USB con una pc, ya que esta última puede entregar una alimentación de 5 voltios con una corriente máxima de 500mA. El desarrollo final no superó estos consumos, por lo que no fue necesario implementar una fuente de poder externa [2]. Para la interfaz USB con la computadora se optó por comunicación CDC, ya que de todas las posibles clases de dispositivos, la CDC es la más sencilla de aplicar y entender dada su similitud con el funcionamiento de un puerto serie [1]. Crear un puerto serie virtual supuso una ventaja al diseñar la aplicación de escritorio, ya que cualquier lenguaje de programación dispone de un componente o librería que permite el acceso al puerto serie fácilmente. Por otro lado, se pueden utilizar los drivers suministrados por Windows evitándose la necesidad de crear uno ad hoc.

La clase CDC (Communications Device Class), utiliza las siguientes funciones de CCS PICC para enviar y recibir datos por el bus USB:

usb_cdc_kbhit(): Es una función que retorna el valor booleano TRUE si hay uno o más caracteres esperando en el buffer de recepción.

usb_cdc_getc(): Obtiene el carácter recibido en el buffer de recepción.

usb_cdc_putc(char c): Coloca el carácter que recibe como parámetro en el buffer de transmisión para ser enviado.

Al realizar un programa en el software C CCS PICC, la comunicación USB debe ser inicializada llamando a la función usb_init() al principio de la función main(). La función main() espera en un ciclo infinito hasta que el periférico USB es conectado al bus habilitando la interrupción USB. Por otro lado, para mantener la comunicación USB cuando el PIC es conectado o desconectado del bus, debe llamarse constantemente a la función usb_task para inicializar el periférico USB o resetear el USB stack y el periférico. Lo anterior se muestra en las figuras 3 y 4.

```
void main(void)
{
    Set_tris_b(00000011);
    Set_tris_a(1);
    Set_tris_c(0);
    encender(ledr);
    apagar(ledv);
    usb_cdc_init();
    usb_init();
    usb_task();

    usb_wait_for_enumeration();
    apagar(ledr);
    encender(ledv);
}
```

Fig. 3. Iniciación de la comunicación USB.

```
while(!usb_cdc_connected()){ }

while(true)
{
    usb_task();
    if(usb_enumerated())
    {
        if(usb_cdc_kbhit()){ }

        data = usb_cdc_getc();
        SETUP_ADC(adc_clock_div_32);
        SETUP_ADC_PORTS(AN0_TO_AN1);
    }
}
```

Fig. 4. Llamada a la función usb_task.

De las librerías que proporciona C CCS PICC para la comunicación USB utilizando la clase CDC, hay un archivo llamado `usb_desc_cdc.h`, donde se guarda la información perteneciente a los descriptores del dispositivo. Para trabajar con Microchip, fabricante del microcontrolador usado en este trabajo, debe indicarse en el identificador de fabricante el VENDOR ID 0x04D8 y en el identificador de productor el PRODUCT ID 0x0A para la familia de los PIC18 [1]. Estos identificadores VID y PID deben también ser modificados en el archivo `.INF`.

Según la versión del compilador utilizado, es necesario realizar modificaciones en algunos archivos de las librerías. En este caso y para la versión de C CCS PIC C (V 4.114) usada en el proyecto, se modificaron los archivos `usb_desc_cdc.h`, `usb_cdc.h`, `usb.h`, `usb.c` y `pic18_usb.c`, los cuales se incluyen en el instalador de la interfaz gráfica de computadora de nombre ASES.

Casos de Uso

Los casos de uso referentes a la interacción del usuario con el prototipo se enumeran a continuación.

Lectura informativa. Para conocer el funcionamiento de los sensores es necesario leer la información que se encuentra disponible en la interfaz acerca de las características funcionales de cada sensor. Lo anterior no requiere de ningún tipo de conexión con la tarjeta electrónica.

Conexión de la tarjeta electrónica con la interfaz. Para poder usar los sensores y visualizar los resultados de sus mediciones, el usuario debe realizar la conexión seleccionando el puerto activo en el que se haya conectado la tarjeta electrónica. La interfaz muestra un mensaje para confirmar si se logró la conexión o si existe algún error.

Uso del sensor para realizar la medición. En el momento que el usuario activa el sensor, el software verifica que la conexión sea correcta, en cuyo caso el sensor permanentemente realiza la medición de la variable física. Los cálculos de conversión

de las mediciones se realizan en el microcontrolador montado en la tarjeta electrónica, la cual los envía a la interfaz gráfica a través del cable USB. Estos resultados se muestran hasta que el usuario decida desactivar el sensor.

Construcción del prototipo

El prototipo está conformado por un módulo de software y otro de hardware. La interfaz gráfica muestra los resultados de las mediciones y la tarjeta electrónica sensa las variables físicas.

Interfaz. La interfaz llamada “ASES” (Administrative Software of Electronic Sensors) es la encargada de monitorear todos los sensores que se encuentran en el circuito electrónico. Manda una señal para que el PIC lea y manipule los datos recibidos del sensor. El microcontrolador responde enviando la información, la cual puede ser graficada y/o procesada para que describa el funcionamiento del sensor.

La interfaz cuenta con una lista desplegable que muestra los puertos serie a los que se puede conectar. Una vez seleccionado el puerto, se puede dar clic en el botón de conectar para iniciar la comunicación con el microcontrolador. El sistema cuenta con botones adicionales donde se puede seleccionar un sensor específico y mostrar información del mismo como: características técnicas, hoja de datos, funcionamiento y figuras que muestran la conexión típica de los sensores. Esta información puede visualizarse aunque la tarjeta electrónica no se encuentre conectada a ningún puerto del sistema. En las figuras 5 y 6 se muestra la interfaz gráfica ASES.

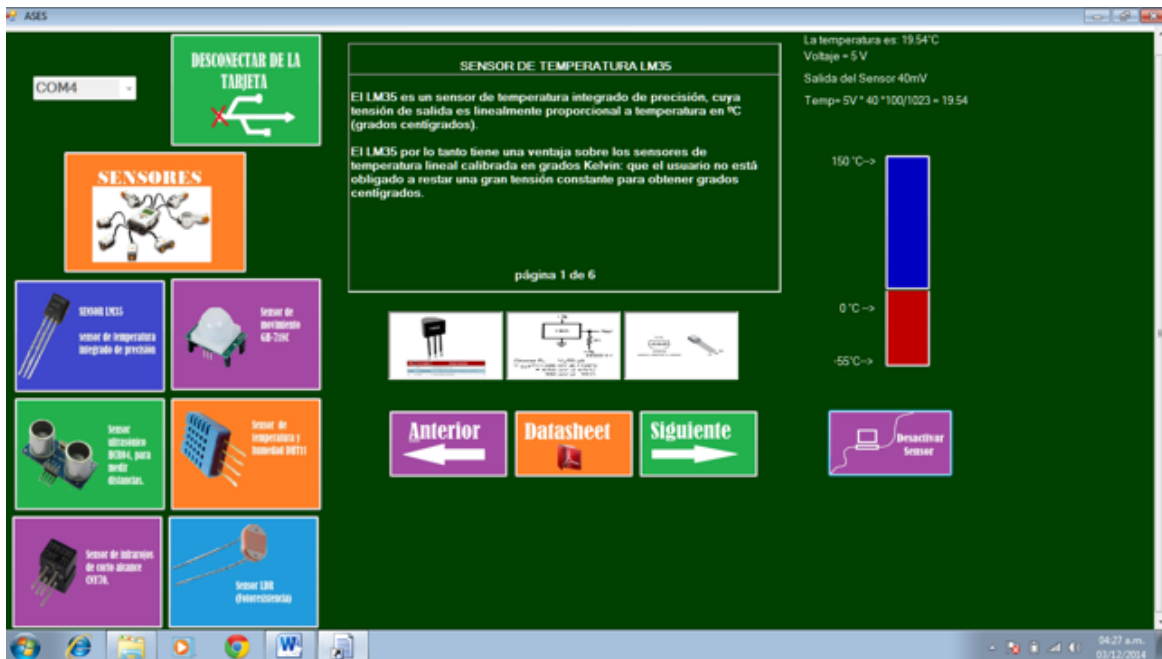


Fig. 5. Despliegue de información referente al sensor LM35.

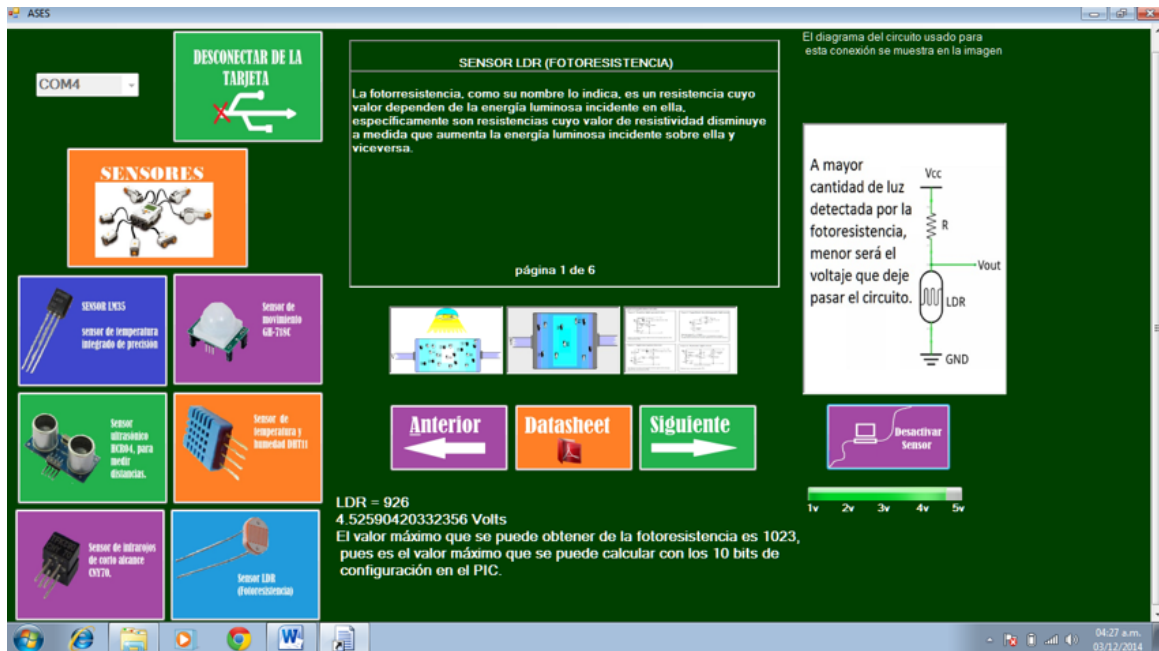


Fig. 6. Despliegue de información referente al sensor LDR.

Tarjeta electrónica. El programa para el microcontrolador de la tarjeta electrónica fue realizado en el lenguaje de programación C en el entorno C CCS PICC para un microcontrolador PIC18F2550. Este microcontrolador en particular se seleccionó por su capacidad de conexión USB. La tarjeta electrónica tiene como sus elementos principales un PIC18F2550, sensor de temperatura LM35, sensor de humedad y temperatura DHT11, sensor de movimiento GH718, sensor ultrasónico HC-SR04, fotorresistencia LDR y sensor infrarrojo CNY70. Un sensor es un dispositivo que convierte fenómenos físicos a señales eléctricas [3]. Estas señales eléctricas son alimentadas al microcontrolador, el cual las convierte a información digital que es enviada a la PC vía USB.

Antes de construir el diseño en la tarjeta electrónica se simularon los sensores en el software Proteus. En la figura 7 se muestra la simulación del sensor de temperatura LM35 y el despliegue del resultado en el hyperterminal.

3. Resultados

Los resultados obtenidos del presente trabajo se enumeran a continuación.

Tarjeta electrónica. La tarjeta electrónica producida en el desarrollo del presente trabajo, cuenta con un microcontrolador PIC 18F22550, el cual posee conectividad para cuatro puertos seriales, FS-USB, I²C, SPI y puerto serial EUSART [5]. Cuenta además con seis sensores: sensor de temperatura LM35, sensor de humedad y temperatura DHT11, sensor de movimiento GH718, sensor ultrasónico HC-SR04, fotorresistencia LDR y sensor infrarrojo CNY70. Tanto el microcontrolador como los sensores están montados sobre zócalos, lo cual permite removerlos con facilidad en caso de mal funcionamiento o para que la tarjeta sea utilizada como tarjeta entrenadora. La característica de remover el microcontrolador permite su reprogramación y realización de prácticas de laboratorio por parte del estudiante con cada uno de los sensores. La tarjeta también cuenta con un conector hembra USB, que permite la comunicación con la pc. En la figura 10 se muestra la tarjeta electrónica terminada.

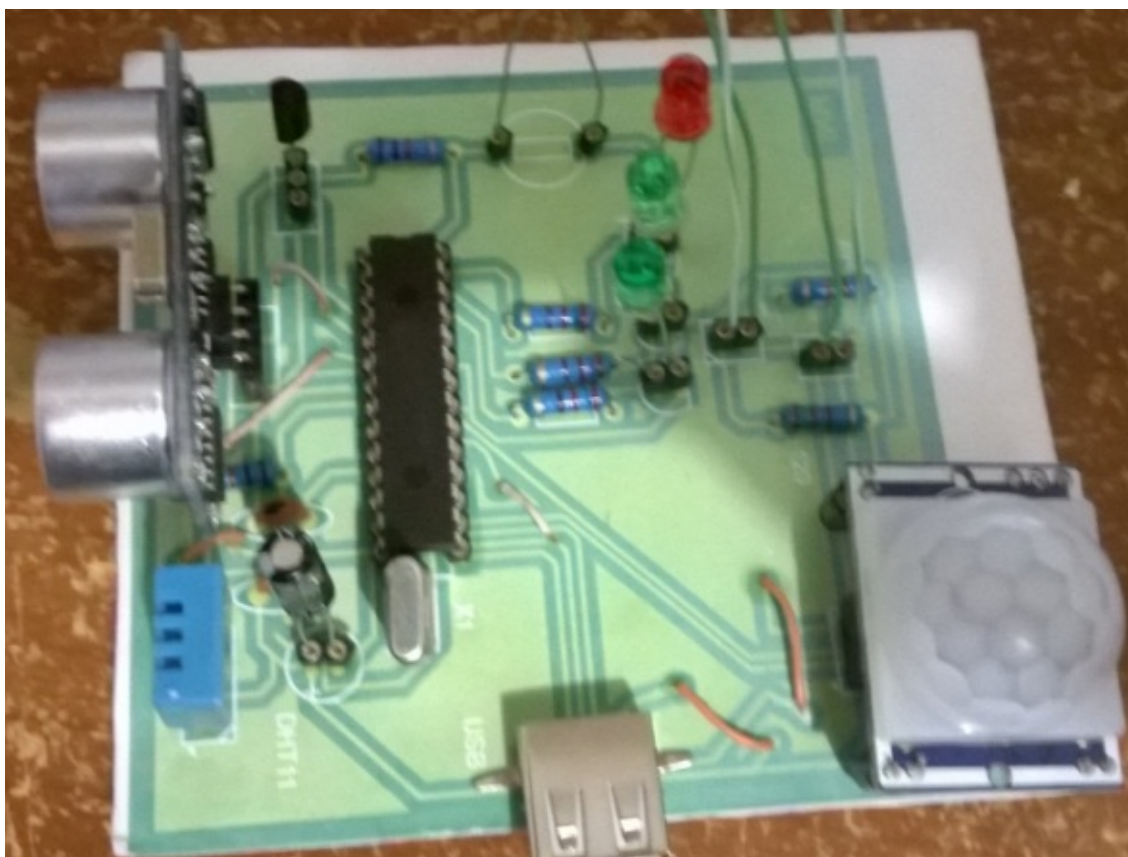


Fig. 10. Tarjeta electrónica terminada.

Interfaz gráfica ASES. La interfaz gráfica ASES es un software desarrollado para establecer la comunicación, mostrar información, describir el funcionamiento y controlar la activación de los sensores que se encuentran en la tarjeta electrónica. La interfaz se diseñó de tal manera que resultara amigable, de fácil uso y familiar al usuario. Lo último se logró al implementar un diseño similar al presente en Windows 8. En la figura 11 se muestra la interfaz completa con cada una de sus secciones identificadas.

La sección 1 de la interfaz enumera todos los puertos serie reconocidos por la pc, incluyendo el puerto serie virtual identificado automáticamente al conectar la tarjeta electrónica. En la sección 2 encontramos un botón que nos permite establecer la conexión o desconexión del software con la tarjeta electrónica. En la sección 3 encontramos los sensores con los que cuenta la tarjeta electrónica: sensor de

temperatura LM35, sensor de humedad y temperatura DHT11, sensor de movimiento GH718, sensor ultrasónico HC-SR04, fotorresistencia LDR y sensor infrarrojo CNY70. La sección 4 de la interfaz muestra información de carácter técnico acerca del principio físico, funcionamiento y características de cada uno de los sensores. En la sección 5 se encuentran imágenes descriptivas referentes a formas de conexión de los sensores, descripción de sus pines y principio de funcionamiento. En la sección 6 se encuentran botones de desplazamiento hacia adelante o hacia atrás de la información desplegada en la sección 4. También se encuentra un botón que abre la hoja de datos de cada uno de los sensores en el lector de archivos pdf instalado en la pc. En la sección 8 se muestra información sobre las mediciones realizadas por el sensor seleccionado en la sección 3. En esta sección se muestran diferentes animaciones que ilustran la variación del valor de la variable física medida por el sensor. Por ejemplo, en el caso de la medición de la temperatura, se visualiza una barra vertical que varía su color para mostrar la temperatura medida. En la sección 9 se encuentra un botón que permite activar o desactivar los sensores que aparecen en la sección 3. Es importante hacer notar que todas las secciones de la interfaz son utilizables aún sin activar este botón, excepto la sección 8.

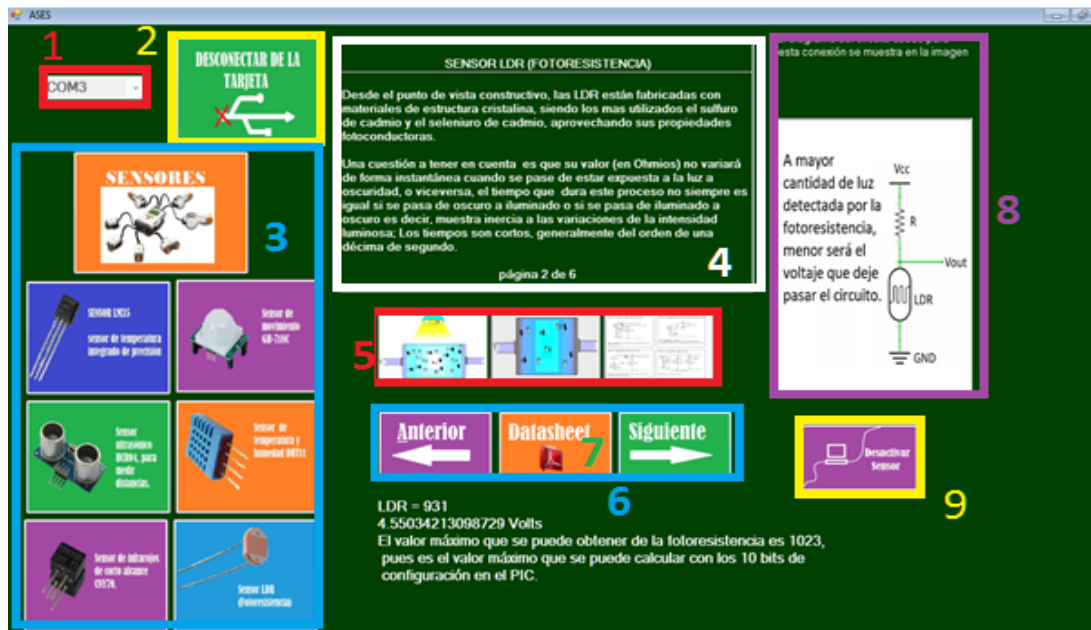


Fig. 11. Interfaz gráfica ASES.

A continuación se describe el funcionamiento del prototipo utilizando de ejemplo el sensor LM35. En la figura 12 se muestra la interfaz gráfica al estar manipulando el sensor LM35. Este es un sensor de temperatura de precisión en circuito integrado de tres terminales que posee un rango de temperatura de -55 a 155 grados centígrados [6]. Cuando el sensor es conectado, el pin de salida envía al PIC una señal analógica en milivolts. El valor que se obtiene se almacena en una variable binaria que puede ser de 8 o 10 bits según la configuración del PIC. Posteriormente, este valor se convierte a grados Celsius mediante la siguiente fórmula:

$$C = (5 * analogRead(PIN - SENSOR) * 100.00)/1023$$

En la fórmula el 5 representa voltaje y analogRead() es la salida del sensor. El producto anterior se multiplica por 100 para convertir $10 \frac{mV}{^{\circ}C}$ a $1 \frac{V}{^{\circ}C}$. 1023 es el valor máximo representado por 10 bits en el sistema decimal. Como se observa en la figura 12, en la sección 4 de la interfaz se visualiza la información sobre el principio de funcionamiento del sensor. En la sección 8 se le muestra al usuario la manera en que se calcula la

temperatura que se muestra en la barra vertical. Esto último es muy importante, ya que el usuario visualiza toda la información que necesita para comprender el funcionamiento del sensor en tiempo real. En este ejemplo se muestra una lectura de 19.54 °C, obtenida de la aplicación de la fórmula antes mencionada. La lectura del sensor es de 40 mV y la resolución configurada del microcontrolador es de 10 bits o 1023 en decimal.

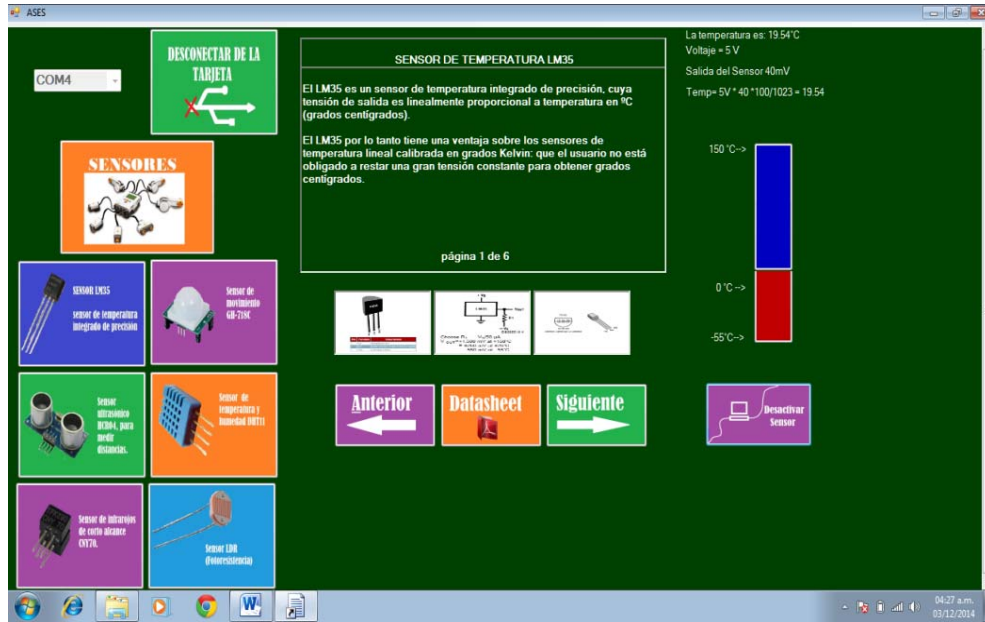


Fig. 12. Interfaz ASES mostrando información y lectura del LM35.

Manual de usuario ASES. La interfaz gráfica ASES se acompaña de un manual de usuario que describe paso a paso el funcionamiento del software, desde su instalación hasta el manejo de cada uno de los sensores. En la figura 13 se muestra un porción de dicho manual donde se le explica al usuario como interpretar los resultados obtenidos al manipular el sensor infrarrojo CNY70.

1.6.Sensor infrarrojo CNY70

Cuando el sensor está orientado hacia una superficie u objeto de **color negro** éste absorbe gran parte de la luz emitida por el diodo y el sensor enviará un valor de salida alto o "1". A su vez cuando el sensor se sitúa sobre una superficie u objeto de **color blanco** gran parte de la luz emitida por el diodo será reflejada al fototransistor, entonces, el sensor enviará un valor bajo o "0", lo que se representa en la interfaz con los colores blanco y negro. Algunos objetos de color negro de material de piel no absorben la luz, la piel es reflectante.

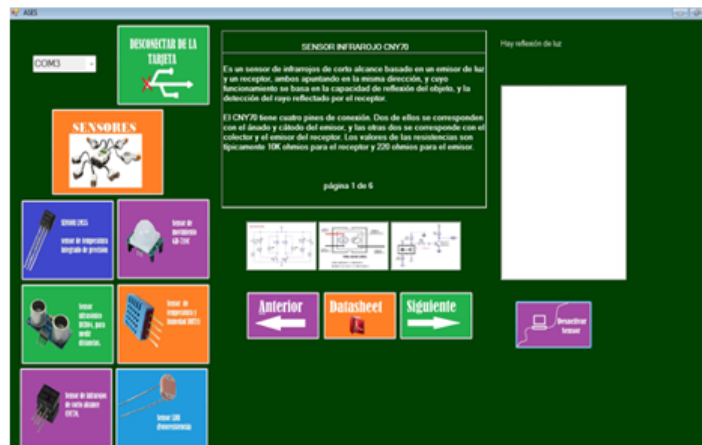


Fig. 13. Porción del manual de usuario de la interfaz gráfica ASES.

Manual de prácticas de laboratorio. La función principal del prototipo es mostrar el funcionamiento en tiempo real de los sensores incluidos en la tarjeta electrónica, fomentando con esto el autoaprendizaje de parte de los estudiantes. Por otro lado, los estudiantes pueden remover el microcontrolador para insertarle sus propios programas que controlen uno, varios o todos los sensores. Esta característica permite que el manual de prácticas de laboratorio ofrezca a los estudiantes la posibilidad de desarrollar, de manera guiada, una serie de ejemplos de programas para el microcontrolador que permiten interactuar con los sensores. Además, el manual incluye una serie de actividades complementarias que refuerzan lo aprendido en las prácticas.

4. Discusión

El uso de material didáctico en el proceso de aprendizaje de los estudiantes de ingeniería supone una gran ventaja para estos, ya que complementa lo aprendido en las asignaturas del plan de estudios que cursan. Dichos estudiantes se enfrentan a una

serie de información y datos de carácter técnico a lo largo de su carrera, los cuales deben ser aplicados en la realidad si se desea un aprendizaje significativo de los mismos. En la actualidad existe una gran cantidad de software didáctico, tanto comercial como libre, que le permite al estudiante simular la realidad a la que se enfrentaría al construir físicamente el circuito. Lo anterior le permite corregir fallas y refinar diseños o programas en un menor tiempo.

Para cerrar el círculo de aprendizaje, es necesario complementar los simuladores con un prototipo didáctico. Un prototipo que permita llevar los conocimientos teóricos al mundo real y que explique detalladamente el principio de funcionamiento de los dispositivos o componentes involucrados en el circuito o proyecto. Con esto, el estudiante cumple con una meta de adquirir y/o reafirma las competencias profesionales que le permitirán competir de manera exitosa en el mundo laboral. De tal manera que el trabajo presentado en este documento, contribuye a lograr dicha meta. El prototipo muestra de manera detallada y didáctica el comportamiento de los sensores, su principio físico, su funcionamiento y la manera de convertir la información leída por el sensor a información entendible para el ser humano.

5. Conclusiones

En el presente trabajo se generó un sistema integral de software y hardware para el aprendizaje del funcionamiento y manejo de sensores. El sistema consiste en una tarjeta electrónica que incluye un microcontrolador programado en lenguaje C, seis sensores: sensor de temperatura LM35, sensor de humedad y temperatura DHT11, sensor de movimiento GH718, sensor ultrasónico HC-SR04, fotorresistencia LDR y sensor infrarrojo CNY70. La función de la tarjeta es recoger información de las variables físicas medidas por los sensores, procesarla en el microcontrolador y enviarla vía USB a una interfaz gráfica desarrollada en C#. Una interfaz instalada en una computadora muestra información referente a cada sensor, tal como principio físico de funcionamiento, características, modos de conexión, hoja de datos y lecturas de las variables físicas en tiempo real. La interfaz muestra además, los cálculos involucrados

para convertir la información recabada por los sensores a información entendible para el ser humano. Además, se generó un manual de usuario del software de computadora y un manual de prácticas de laboratorio referente al manejo de sensores.

Con el presente trabajo se pretende que los estudiantes de Sistemas Programables de la carrera de Ingeniería en Sistemas computacionales impartida en los Institutos Tecnológicos del país, y en general cualquier estudiante interesado en el tema, puedan complementar su aprendizaje y manejo de los sensores. Lo anterior incidirá directamente en las competencias profesionales que le permitirán insertarse exitosamente en el mundo laboral.

Por otro lado, se tiene planeado refinar el prototipo incluyendo una mayor variedad de sensores y ampliando las vías de conexión con la pc, abarcando comunicación bluetooth y/o wifi. Una vez terminada esta segunda versión, se planea también, replicar el producto para contar con más tarjetas que permitan que mayor número de estudiantes se beneficien de ellas. Para lo anterior se plantea involucrar a estudiantes de la mencionada asignatura.

6. Referencias

- [1] E. García Breijo, *Compilador C CCS y simulador Proteus para Microcontroladores PIC*. 2008. Marcombo. 255 pp.
- [2] J. R. Clavijo Mendoza. *Diseño y simulación de sistemas microcontrolados en lenguaje C*. 2011. Jrclavijo. Colombia. 96 p.
- [3] *Sensor technology handbook*. Elsevier Newnes. USA. 2005.
- [4] Temario Sistemas Programables. <http://www.itvillahermosa.edu.mx/docs/oferta/ingsistemas/temario2010/7semestre/O%20SIC-2010-224%20Sistemas%20Programables.pdf>. Noviembre de 2014.

- [5] PIC18F2550. <http://www.microchip.com/wwwproducts/Devices.aspx?product=PI C18F2550>. Noviembre de 2014.

- [6] LM35 Precision Centigrade Temperature Sensor. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm35.pdf>. Noviembre de 2014.

- [7] Scratch. Para padres. <https://scratch.mit.edu/parents/>. [Agosto de 2015](#).

- [8] Picoboard. <http://www.picocricket.com/picoboard.html>. Agosto de 2015.

- [9] Programación en la educación escolar. <http://www.eduteka.org/TDS.php>. Agosto de 2015.

- [10] About S4A. <http://s4a.cat/>. [Agosto de 2015](#).

7. Autores

M. en C. Javier Silvestre Zavala es Ingeniero en Comunicaciones y Electrónica por la Universidad de Guanajuato, obtuvo su título de Maestría en Ciencias de la Educación por el Instituto Tecnológico Superior de Cajeme y es profesor de la carrera de Ingeniería en Sistemas Computacionales del Instituto Tecnológico Superior de Irapuato.

José Nicolás Márquez Márquez es estudiante de la carrera de Ingeniería en Sistemas Computacionales en el Instituto Tecnológico Superior de Irapuato.

Desarrollo de un sistema de electro estimulación transcutánea de bajo costo

Miriam C. Reyes Fernández

Instituto Tecnológico de Orizaba, Ote. 9 No.852, Col. Emiliano Zapata, C.P. 94300, Orizaba, Veracruz,
México, Teléfono: (272) 72-5-70-56
mcrefer@gmail.com

Ruben Posada Gómez

Instituto Tecnológico de Orizaba, Ote. 9 No.852, Col. Emiliano Zapata, C.P. 94300, Orizaba, Veracruz,
México, Teléfono: (272) 72-5-70-56
rposada@itorizaba.edu.mx

Albino Martínez Sibaja

Instituto Tecnológico de Orizaba, Ote. 9 No.852, Col. Emiliano Zapata, C.P. 94300, Orizaba, Veracruz,
México, Teléfono: (272) 72-5-70-56
albino3_mx@yahoo.com

Oscar O. Sandoval González

Instituto Tecnológico de Orizaba, Ote. 9 No.852, Col. Emiliano Zapata, C.P. 94300, Orizaba, Veracruz,
México, Teléfono: (272) 72-5-70-56
o.sandovalgonzalez@gmail.com

Mario Alberto García Martínez

Instituto Tecnológico de Orizaba, Ote. 9 No.852, Col. Emiliano Zapata, C.P. 94300, Orizaba, Veracruz,
México, Teléfono: (272) 72-5-70-56
marioag1955@yahoo.com.mx

Luis H. Sánchez Medel

Instituto Tecnológico de Orizaba, Ote. 9 No.852, Col. Emiliano Zapata, C.P. 94300, Orizaba, Veracruz,
México, Teléfono: (272) 72-5-70-56
lsmedel@gmail.com

Resumen

La electro-estimulación transcutánea es una técnica que consiste en la aplicación de un potencial eléctrico a la superficie de la piel por medio de electrodos, con la finalidad de estimular los músculos asociados a una determinada región anatómica o grupo muscular. Existen diferentes aplicaciones de la electro-estimulación transcutánea que van desde la electro analgesia, a diferentes técnicas de rehabilitación neuromuscular. Diferentes trabajos son desarrollados para determinar el tipo de señal que debe ser aplicado al paciente; dependiendo de características tales como la frecuencia, amplitud y tiempos entre pulsos, la mayoría de los dispositivos electro-estimuladores son desarrollados con un programa precargado con las características que se deseen incorporar. En este artículo se presenta el desarrollo de un sistema de electro-estimulación de bajo costo con el cual se pueda decidir qué características tengan los impulsos que se empleen por el electro-estimulador transcutáneo, de esta manera el terapeuta no está limitado a programas existentes en el aparato sino que puede proponer una terapia personalizada para cada paciente.

Palabra(s) Clave(s): electro-estimulación, rehabilitación, transcutánea.

1. Introducción

La electroterapia juega un papel importante en diferentes tratamientos y problemas, tanto neurológicos como de rehabilitación del sistema musculo-esquelético. Y ha sido empleada para la disminución del dolor, para la estimulación en la reparación de tejido o para la restauración de movimientos funcionales en un paciente [1]. Generalmente para la aplicación de la Electroestimulación, es necesario aplicar trenes de impulsos eléctricos de muy corta duración para provocar una contracción del músculo que se esté tratando. En algunas terapias, se requiere que estos trenes aumenten de manera progresiva la intensidad máxima correspondientes a las rampas de ascenso y descenso, con la finalidad de lograr una contracción y relajación progresivas y evitar espasmos en los grupos musculares antagonistas por un estiramiento brusco [2].

Con respecto a las características de los impulsos eléctricos, estos son pulsos de baja corriente y un voltaje elevado, que pueden ser monofásicos o bifásicos, y los aparatos que convencionalmente emplean este tipo de pulsos se denominan Estimuladores Neuro Electricos Transcutáneos o TENS por sus siglas en inglés. Estos son pequeños aparatos que generan pulsos eléctricos y son inducidos al organismo por un medio transcutáneo, con estos aparatos es posible modificar las corrientes dependiendo del tipo de dolor que el paciente padezca [3].

Existen diferentes factores que deben ser tomados en cuenta en la aplicación de las corrientes transcutáneas para que el tratamiento sea exitoso, como lo son: el posicionamiento de los electrodos, los parámetros de las corrientes inducidas (duración del impulso, frecuencia del impulso, frecuencia de ráfaga y modulación de la frecuencia o espectro) y tipo de dolor. Existen dos teorías sobre el efecto antálgico de las corrientes generadas por los TENS [4]:

- La teoría de la “puerta de control” o “bloqueo periférico de las aferencias nociceptivas”, (ver Fig. 1) según el cual la modulación del estímulo nociceptivo ocurre en las interrupciones de la medula ósea localizadas en la sustancia gelatinosa en el área de Rolando, y resulta determinada por la actividad de las fibras A beta (fibras medulares de gran diámetro responsables de la sensibilidad táctil) y de las fibras de pequeño diámetro (A delta y C). Las interneuronas presentes son inhibidas por las fibras de diámetro grande (A beta) y facilitadas por fibras de pequeño diámetro (A delta y C). La estimulación selectiva de las fibras A beta determina la excitación de las interneuronas del sistema de control, las cuales, a su vez, inhiben a nivel presináptico la transmisión de impulsos de fibras G y A delta y de las neuronas del haz espinotalámico, induciendo así analgesia mediante el bloqueo de los impulsos nociceptivos a nivel de la médula espinal. Las células T sirven como uniones de transmisión para las fibras nerviosas que llevan la sensación del dolor hacia el tálamo o “centro del dolor” del cerebro [5].

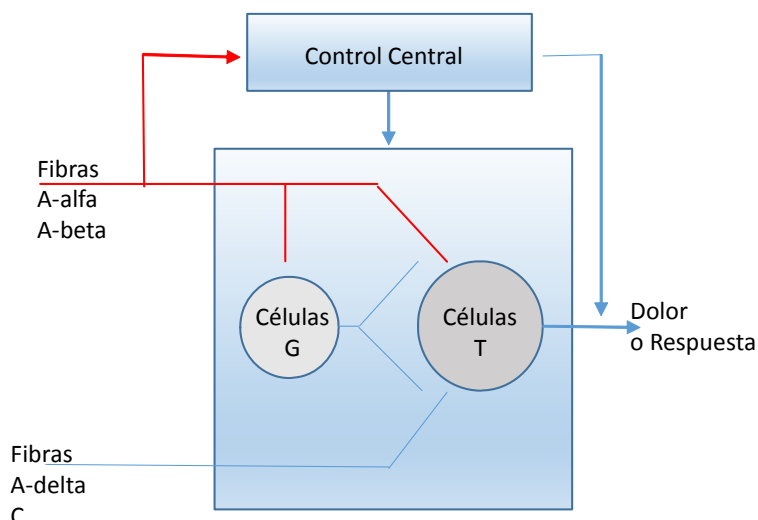


Fig. 1. Teoría de puerta de control.

- Liberación de endorfinas, en la cual se estima que las endorfinas (sustancias que intervienen en la modulación de los procesos nociceptivos), se fijan sobre los receptores de los opiáceos, liberen algunos neurotransmisores (en particular serotonina) que inhiben los impulsos nociceptivos del área espinal. Las dosis de endorfinas en el fluido cerebroespinal y el uso de sustancias antimorfinicas (naloxone), capaces de neutralizar los efectos analgésicos inducidos por endorfinas, demuestran que el sistema endorfinico puede ser activado por corrientes eléctricas. La investigación con TENS indica que la producción de endorfinas puede aumentar con la estimulación eléctrica, produciendo una reacción pseudo dolorosa sobre las células que las producen. La estimulación no tiene por qué ser dolorosa para producir este efecto. Esta teoría se basa en que el dolor crónico va acompañado siempre de una hiperactividad del sistema de endorfinas, o de un consumo aumentado de las endorfinas liberadas [6].

Actualmente se pueden encontrar diferentes tipos de aparatos o equipos que producen corrientes TENS, generalmente como equipos portátiles, aunque estos equipos tienen características limitadas y los programas vienen precargados en los equipos y no pueden ser adaptados a las necesidades individuales de los pacientes, pues la capacidad para diseñar corrientes y modificarlas no se puede comparar con las

capacidades que ofrecen los estimuladores clásicos utilizados en fisioterapia [7]. Éstos superan ampliamente la potencia en opciones ante los TENS. De esta manera existe un área importante para ser estudiada en el uso de las corrientes TENS y por consecuencia de la circuitería para la generación de las señales con los parámetros eléctricos necesarios que deban de tener las corrientes TENS, para tener un tratamiento eficaz [8].

Los desarrollos prácticos de la teoría de la “puerta de control” han llevado a la búsqueda de estímulos adecuados para favorecer la modulación del dolor. Estos estímulos se identificaron como impulsos eléctricos TENS, los cuales se aplican al paciente de manera intensiva, en tiempos prolongados. El campo de aplicación de TENS es cada vez más amplio, se lo utiliza en el manejo del dolor asociado a la enfermedad reumática y en el dolor relativo a traumatismo de partes blandas, ya sea en su estadio agudo o en el período álgido secuelar [9].

2. Desarrollo

El sistema de estimulación transcutánea consiste en cuatro etapas (ver Fig. 2) La primera de ellas es la generación de las señal que será suministrada en forma de un tren de pulsos con determinadas características. Estas características indican el tiempo en el que el pulso debe estar en alto, la duración del pulso y el número de pulsos que conformarán el tren de pulsos para determinar la duración del tratamiento. Estas señales son generadas en una computadora para lo cual se desarrolló una interfaz en la que se indican las características de las señales. La segunda etapa corresponde a la comunicación entre la computadora y el circuito de potencia. La tercera etapa es el circuito de potencia que debe elevar los pulsos generados por la computadora hasta un 70 Volts. Estos pulsos que componen la señal TENS, son pulsos de corta duración, poca corriente y elevado voltaje. Finalmente la última etapa consiste en la implantación de los electrodos en la región anatómica a tratar.

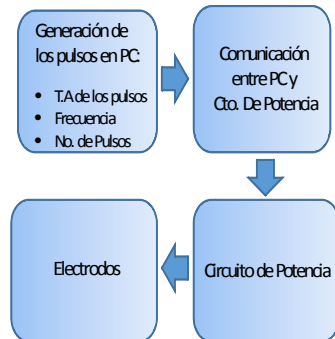


Fig. 2. Etapas del sistema desarrollado.

2.1. Interfaz de generación de pulsos

Para el funcionamiento del sistema estimulador, se desarrolló una interfaz (ver Fig. 3) que permite generar las señales TENS, Esta interfaz básicamente provee un medio para indicar las características que se desean de los pulsos en cuanto al tiempo en alto, tiempo en bajo y numero de pulsos, adicionalmente se generaron una serie de programas precargados en la interfaz que contienen una secuencia de pulsos en la que el tren de señales generadas contiene diferentes segmentos cada una con características específicas tomadas del estado del arte [10].



Fig. 3. Interfaz del sistema de electroestimulación transcutánea.

Como programas convencionales se han implementado los siguientes:

- Contractura, el cual consiste en la generación de dos grupos de pulsos, en el primero de ellos se envía un tren de 1212 pulsos con un tiempo en alto (t.a.) de 5 μ s y un tiempo en bajo (t.b.) de 33 ms, este primer grupo de pulsos funciona como preparación al tratamiento. A continuación un segundo tren de 1200 pulsos con un tiempo en alto (t.a.) de 5 μ s y un tiempo en bajo (t.b.) de 500 ms.
- Espasticidad, el cual consiste en la generación de dos grupos de pulsos, en el primero de ellos se envía el mismo tren de pulsos de preparación al tratamiento y posteriormente un segundo tren de 2097 pulsos con un tiempo en alto (t.a.) de 5 μ s y un tiempo en bajo (t.b.) de 286 ms.
- Hipotrofia, el cual consiste en la generación de tres grupos de pulsos, el primero es la preparación al tratamiento. El segundo consiste en el envío de un tren de 2400 pulsos con un t.a de 5 μ s y un t.b. de 125 ms. Y finalmente un tercer tren de 32142 pulsos con un t.a. de 5 μ s y un t.b. de 29 ms.

- Fuerza, el cual consiste en la generación de cinco grupos de pulsos, el primero al igual que en los casos anteriores es la preparación al tratamiento. A continuación se envía un tren de 2400 pulsos con un t.a. de 5 μ s y un t.b. de 100 ms., el tercer tren de pulsos consiste en 15000 pulsos con un t.a. de 5 μ s y un t.b. de 20 ms. Posteriormente un tren de 2400 pulsos con un t.a. de 5 μ s y un t.b. de 15 ms. Y finalmente un tren de 2400 pulsos con un t.a. de 5 μ s y un t.b. de 100 ms.
- Potencia, el cual consiste en la generación de siete grupos de pulsos, el primero de preparación al tratamiento, un segundo grupo de 2400 pulsos con un t.a. de 5 μ s y un t.b. de 100 ms., un tercer tren de 2400 pulsos con un t.a. de 5 μ s y un t.b. de 15 ms., un cuarto tren de 2400 con un t.a. de 5 μ s y un t.b. de 100 ms., un quinto tren de 32727 pulsos con un t.a. de 5 μ s y un t.b. de 11 ms. Un sexto tren de 720 pulsos con un t.a. de 5 μ s y un t.b. de 333 ms. Y finalmente un tren de 720 pulsos con un t.a. de 5 μ s y un t.b. de 333 ms.
- Resistencia, el cual consiste en la generación de seis grupos de pulsos, el primero al igual que en los casos anteriores corresponde a la preparación al tratamiento. El segundo grupo de pulsos es un tren de 3000 pulsos con un t.a. de 5 μ s y un t.b. de 100 ms. Un tercer tren de 30000 pulsos con un t.a. de 5 μ s y un t.b. de 16 ms. Un cuarto tren de 34285 pulsos con un t.a. de 5 μ s y un t.b. de 14 ms. Un quinto tren de 42857 pulsos con un t.a. de 5 μ s y un t.b. de 14 ms. Y finalmente un tren de 1081 pulsos con un t.a. de 5 μ s y un t.b. de 333 ms.

Cabe destacar que en estos datos todos los t.a corresponden a 5 μ s, aunque en la interfaz es posible generar pulsos con una duración diferente. El algoritmo correspondiente a la generación de las señales (ver Fig. 4) consiste básicamente en la preparación de los puertos para el envío de los datos, una vez que se decide el tipo de programa a ejecutar, se preparan los datos a ser enviados por el puerto y finalmente son enviados hasta que se indique que no hay más datos que deban ser enviados.

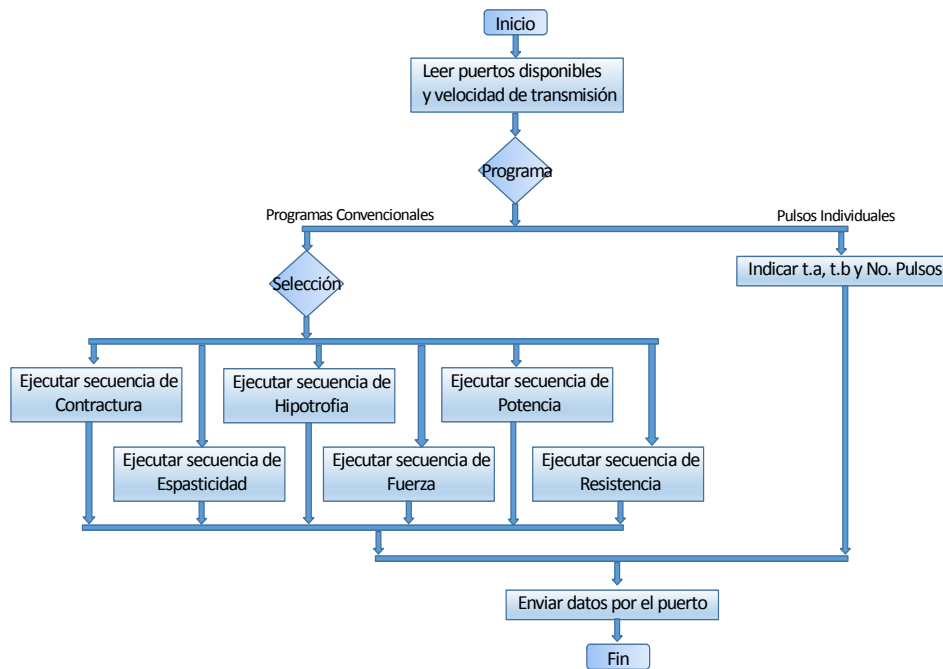


Fig. 4. Algoritmo para la generación de las señales de electroestimulación.

2.2. Circuitos de comunicación y potencia.

Para el funcionamiento adecuado del sistema de electroestimulación percutánea, es necesario que las señales generadas por la computadora sean enviadas a una etapa que genere un tren de pulsos con características similares a las generadas en la interfaz, es decir de la misma duración y el mismo número de pulsos. Para ello es necesario en primer lugar proteger el puerto de la computadora mediante el cual se generan los pulsos correspondientes y separar la etapa de control de la etapa de potencia correspondiente, esto se logra mediante el empleo de un opto acoplador. Adicionalmente y con la finalidad de simular el funcionamiento de la etapa de potencia se desarrolló un circuito que genere los impulsos empleando un C.I. 555. En configuración astable (ver Fig. 5). Este astable se diseñó para una frecuencia de trabajo de 450 Hz. También se tiene un transistor NPN TIP 41C que tiene un voltaje máximo colector-emisor de 100V.

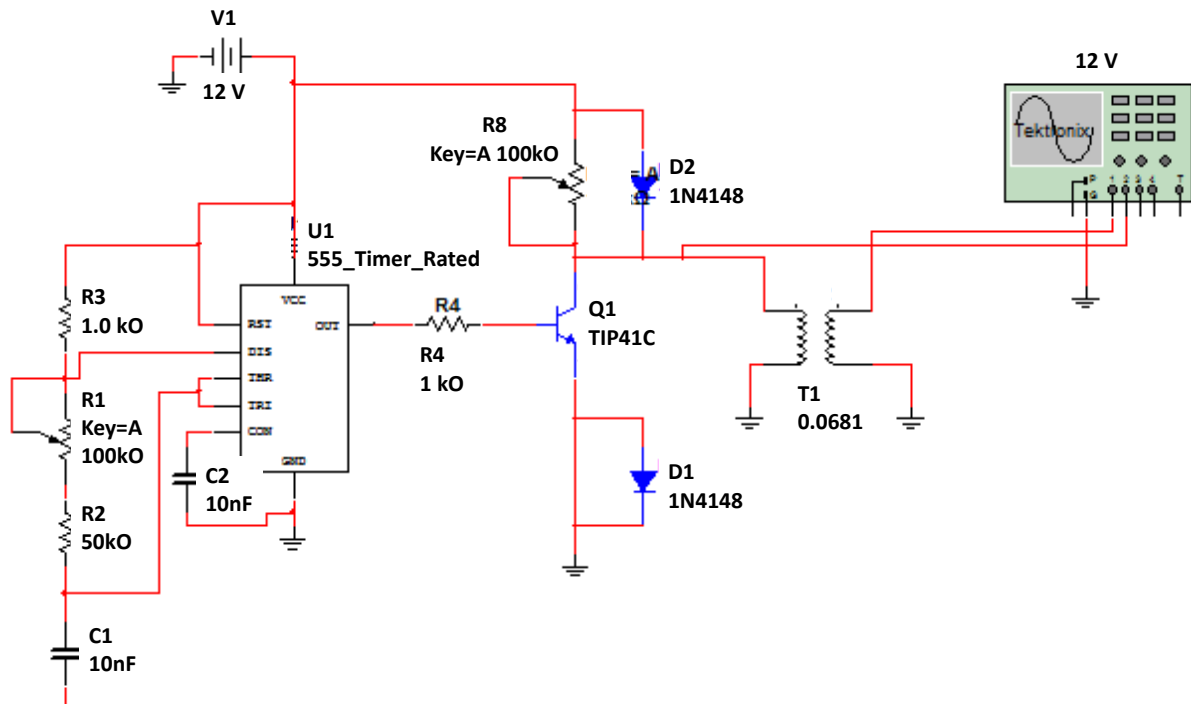


Fig. 5. Circuito Astable para la simulación de señales TENS.

La simulación de este circuito propuesto (ver Fig. 6) permite comprobar un aumento en la amplitud gracias a la relación de transformación del transformador y, por otro lado permite variar la frecuencia de los impulsos ya aumentados.

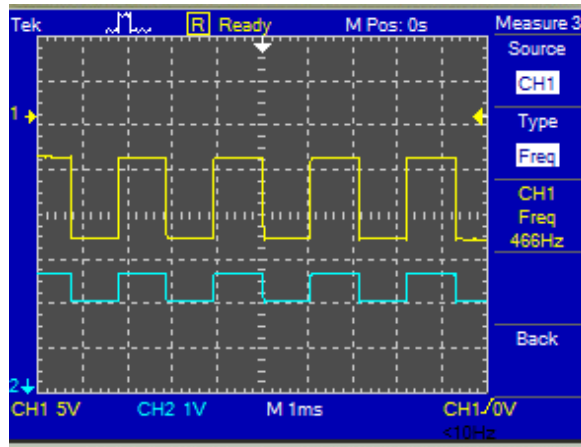


Fig. 6. Simulación del circuito generador de pulsos TENS.

El circuito Astable desarrollado permite generar a una frecuencia de 2- 130Hz que es el rango de frecuencia en el cual los trabajos actuales sitúan las terapias. Los cálculos para establecer la frecuencia de los circuitos astables arrojan una R_a de $1.01\text{ M}\Omega$ situadas entre el pin discharge y VCC y una resistencia R_b de $390\ \Omega$ situada entre el pin discharge y trigger, ambas para el mismo CI 555.

2.3. Electrodo

Para probar las señales generadas por los diferentes circuitos, se diseñaron y elaboraron los electrodos de acero inoxidable. Se eligió este material por ser altamente anticorrosivo y duradero con una Resistencia eléctrica de $0.2\ \Omega$. (ver Fig. 7) y el soporte correspondiente para fijarlos en la piel del paciente. Se hicieron pruebas en la región anatómica que se deseaba estimular, tanto en el antebrazo como en el tobillo.



Fig. 7. Electrodo hechos de acero inoxidable.

3. Resultados

Tomando como base los resultados de la simulación, se comparó con los resultados generados por circuito midiendo las señales obtenidas en el osciloscopio (ver Fig. 8). En este es posible observar que el ciclo de trabajo es hasta de un 99.9% con una frecuencia que puede variar entre 2 y 130Hz

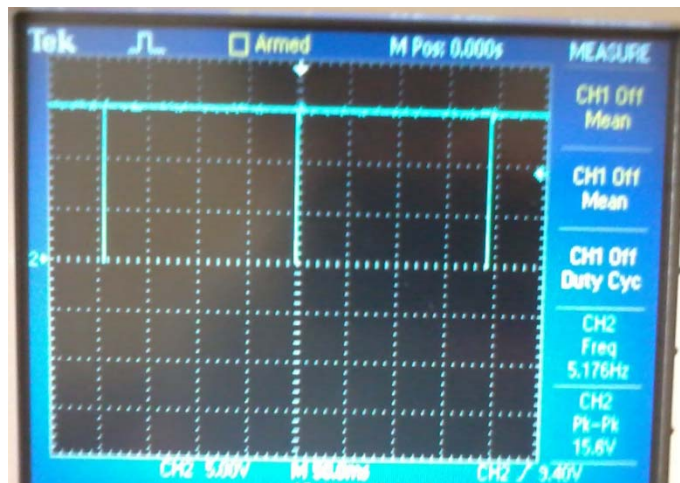


Fig. 8. Señal medida en el osciloscopio con un ciclo de trabajo del 99%.

Adicionalmente se generó una salida con pulsos de 60 ms (ver Fig. 9). Estos pulsos tienen como objetivo el poder conmutar al transistor NPN y así obtener una elevación de voltaje obtenido en el circuito de potencia.



Fig. 9. Señal en el osciloscopio de los pulsos de 60 ms.

Finalmente se conectó el circuito amplificador mediante el puerto COM correspondiente y se probó la generación tanto de los pulsos individuales como de los trenes de pulsos para los programas convencionales. Los trenes de pulsos fueron administrados a un voluntario para corroborar que los efectos de la electroestimulación pudieran ser

percibidos sin causar molestias. Estos fueron aplicados en el antebrazo (ver Fig. 10) y en el tobillo (ver Fig. 11).

En esta prueba participaron dos voluntarios a quienes se explicó el objetivo de la investigación. Una vez que dieron su consentimiento, se les colocaron los electrodos y se utilizó un programa con trenes de pulso inocuos. Se siguieron las reglamentaciones de la Declaración de Ética de Helsinki relativas a las pruebas en humanos, minimizando tanto fue posible los riesgos para los participantes [11].



Fig. 10. Aplicación de la electroestimulación en el antebrazo.



Fig. 11. Aplicación de la electroestimulación en el tobillo.

4. Discusión

Uno de los aspectos más importantes en la electroestimulación transcutánea o percutánea es poder establecer diferentes programas que sean adaptados a las características de cada paciente. Los sistemas de electroestimulación comerciales brindan una serie de programas convencionales generalizados, sin embargo, es importante que los médicos terapeutas puedan contar con una herramienta que genere las señales adaptadas a las necesidades particulares de los pacientes considerando la edad, características físicas y tipo de lesión.

El proyecto desarrollado representa una solución factible y económica para la generación de señales de electroestimulación (el costo total de los materiales empleados no excede los 1500 pesos) y abre un campo de investigación en la implementación de la electroestimulación adaptada a las necesidades particulares de cada paciente.

5. Conclusiones

La electroterapia es una técnica que ha sido utilizada tanto con fines de reducción del dolor o como una terapia en la rehabilitación neuromuscular. Aun cuando existen diferentes alternativas en cuanto a herramientas para la generación de electroestimulación, los principales equipos existentes consisten de Estimuladores Neuro Electricos Transcutaneos que no permiten la implantación de programas específicos o personalizados para cada paciente, sino a una gama de estímulos pre establecidos, es por ello que el desarrollo de electro estimuladores de bajo costo que puedan representar una herramienta flexible en el uso de terapias de electroestimulación representaría un área de interés para la aplicación de terapias combinadas en rehabilitación muscular. Es conveniente que como trabajos futuros se efectúe un mayor número de pruebas en diferentes pacientes con diferentes tipos de padecimientos para demostrar la eficacia del sistema de electroestimulación transcutánea desarrollado, el cual puede también ser adaptado para tratamientos de electroestimulación percutánea con el uso de diferentes electrodos. Para ello se está trabajando en el desarrollo de una nueva versión del electroestimulador empleando una plataforma del microcontrolador Arduino para sustituir el CI555.

6. Referencias

- [1] M. Johnson and M. Martinson, "Efficacy of electrical nerve stimulation for chronic musculoskeletal pain: a meta-analysis of randomized controlled trials". *Pain*. Vol. 130. No. 1–2. Julio, 2007. 157–65 pp.
- [2] R. Martin, C. Sadowsky, K. Obst, B. Meyer, J. McDonald, "Functional electrical stimulation in spinal cord injury: from theory to practice". *Top. Spinal Cord Inj. Rehabil.* Vol. 18. No. 1. Jan. 2012. 28–33 pp.
- [3] K. E. Nnoaham, J. Kumbang, "Transcutaneous electrical nerve stimulation (TENS) for chronic pain". *Cochrane Database Syst. Rev.* 2008.

- [4] R. Tiktinsky, L. Chen, P. Narayan, "Electrotherapy: yesterday, today and tomorrow". *Haemophilia*. Vol. 16. Suppl 5. 2010. 126–131 pp.
- [5] V. Sadil, S. Sadil, "Electrotherapy". *Wien Med Wochenschr*. Vol. 144. 1994. 509–520 pp.
- [6] T. Watson, "Current concepts in electrotherapy". *Haemophilia*. Vol. 8. 2002. 413–418 pp.
- [7] J. P. Fuentes, S. Armijo Olivo, D. J. Magee, D. P. Gross, "Effectiveness of interferential current therapy in the management of musculoskeletal pain: a systematic review and meta-analysis". *Phys. Ther*. Vol. 90. 2010. 1219–1238 pp.
- [8] M. Bayón-Calatayud, A. Gil-Agudo, A. M. Benavente-Valdepeñas, O. Drozdowskyj-Palacios, G. Sanchez-Martín, M. J. del Alamo-Rodriguez, "Eficacia de nuevas terapias en la neurorrehabilitación del miembro superior en pacientes con ictus". *Rehabilitación*. Vol. 48. No. 4. Oct, 2014. 232–240 pp.
- [9] G. Léonard, C. Cloutier, S. Marchand, "Reduced analgesic effect of acupuncture-like tens but not conventional tens in opioid-treated patients". *J. Pain*. Vol. 12. 2011. 213–221 pp.
- [10] F. Moran, T. Leonard, S. Hawthorne, C. M. Hughes, E. McCrum-Gardner, M. I. Johnson, B. A. Rakel, K. A. Sluka, D. M. Walsh, "Hypoalgesia in response to transcutaneous electrical nerve stimulation (TENS) depends on stimulation intensity". *J. Pain*. Vol. 12. 2011. 929–935 pp.
- [11] K. M. Association, "World Medical Association Declaration of Helsinki: ethical principles for medical research involving human subjects". *J. Korean Med. Assoc*. Vol. 57. 2014. 899–902 pp.

7. Autores

Lic. Miriam C. Reyes-Fernández Obtuvo la licenciatura en Informática en el Instituto Tecnológico de Orizaba, actualmente es estudiante de la Maestría en Ingeniería Electrónica del mismo Instituto.

Dr. Ruben Posada-Gómez es Ingeniero Electrónico por parte del Instituto Tecnológico de Orizaba, M.C en Bioelectrónica por parte del CINVESTAV y Dr. En automatización y procesamiento de señales del Institut National Polytechnique de Lorraine.

Dr. Albino Martínez-Sibaja es Ingeniero Industrial por parte del Instituto Tecnológico de Veracruz, obtuvo la Maestría y Doctorado en Ingeniería Electrónica en el CENIDET. .

Dr. Oscar O. Sandoval González es Ingeniero Electrónico por parte del Instituto Tecnológico de Orizaba, M.C en Mecatrónica por la Universidad de Ciencias aplicadas FH Aachen y por parte del CENIDET y doctor en Robótica Perceptual por la Scuola Superiore Sant'Anna d' Studi Universitari e di Perferzionamiento.

Dr. Mario A. García Martínez es Ingeniero Electrónico por parte del Instituto Politécnico Nacional, M.C en Electrónica por parte del Instituto Tecnológico de Orizaba, y Dr. En Ingeniería Eléctrica parte del CINVESTAV.

M.C. Luis H. Sánchez Medel es Ingeniero Electrónico por parte del Instituto Tecnológico de Veracruz y Maestro en Ciencias por parte del Instituto Tecnológico de Orizaba.

Método para la medición de la inductancia bajo condiciones reales de operación

Jerry Nathan Reider Burstin

Universidad Anáhuac – México Norte, Facultad de Ingeniería,
Av. Lomas Anáhuac 46, Lomas Anáhuac, C.P. 52786, Estado de México

Teléfono: 5328-8067

jnreider@anahuac.mx

Resumen

Con miras a facilitar el procedimiento práctico para la caracterización de inductores, en este trabajo se presenta un método sencillo, basado en la teoría de los fasores, que permite la prueba de dichos componentes bajo diferentes condiciones tanto de frecuencia como de magnitud de excitación. No obstante ya existir diversas formas para cumplir con este propósito – siendo el más común el empleo del puente de impedancias LCR – se estima que el procedimiento aquí propuesto incorpora elementos novedosos, a saber:

- a) Empleo del osciloscopio digital; instrumento moderno de grandes prestaciones y usualmente al alcance de cualquier laboratorio de electricidad y electrónica, mismo que cuenta con utilerías para la medición automática de los parámetros eléctricos propios de las señales desplegadas.
- b) Aplicación de un amplificador de potencia para suministrar magnitudes de excitación elevadas, más allá de las posibilidades de un generador de funciones, a cargas de baja impedancia.

Este método resulta factible para inductores con núcleo de aire y de tipo ferromagnético, así como para devanados de transformadores.

Palabra(s) Clave(s): ángulo de fase, impedancia, inductancia, no linealidad, reactancia.

1. Introducción

En lo que a la medición y caracterización de componentes eléctricos pasivos se refiere, la inductancia siempre ha sido el proverbial “villano” de la historia. Esta afirmación se desprende del hecho que la resistencia y la capacitancia son parámetros cuyo diseño y medición resultan razonablemente sencillos y predecibles.

Es decir, tanto un resistor como un capacitor se aproximan lo suficiente a su definición teórica como para ser considerados “casi ideales”. En cambio, la inductancia exhibe un comportamiento notablemente más complicado pues depende de factores difíciles de estimar. Entre éstos se cuentan la no linealidad y las pérdidas del material ferromagnético del núcleo – en caso de emplearse –, la magnitud de excitación y la geometría del componente.

A lo anterior se le puede añadir la resistencia distribuida propia del hilo conductor empleado para el arrollamiento debido a los efectos cortical y de proximidad.

Tan es así que los multímetros analógicos siempre tuvieron disponibles varias escalas para medir la resistencia. Así mismo, actualmente hay multímetros digitales que incorporan la función para medir capacitancia.

Pero para medir la inductancia es necesario recurrir a un puente de impedancias restringiéndose a determinados valores de frecuencia y excitación [1, 2, 3]. Las imágenes contenidas en la figura 1 muestran las formas de onda senoidal de los voltajes y las corrientes, tal como aparecen desplegadas en la pantalla de un osciloscopio, para un resistor de 56 ohms, un capacitor de 50 microfarads y un inductor con núcleo de hierro laminado cuya inductancia se estima en 0.107 henry.

Todas las capturas fueron efectuadas a una frecuencia de 60 hertz, pero con dos niveles distintos de excitación – 1.0 volt pico y 10 volt pico –, como se observa en el panel de mediciones en el margen derecho de cada despliegue.

Para los propósitos de comparación la figura 2 muestra las lecturas proporcionadas por un puente automático de impedancias Rohde & Schwarz, modelo HM-8018 [1].

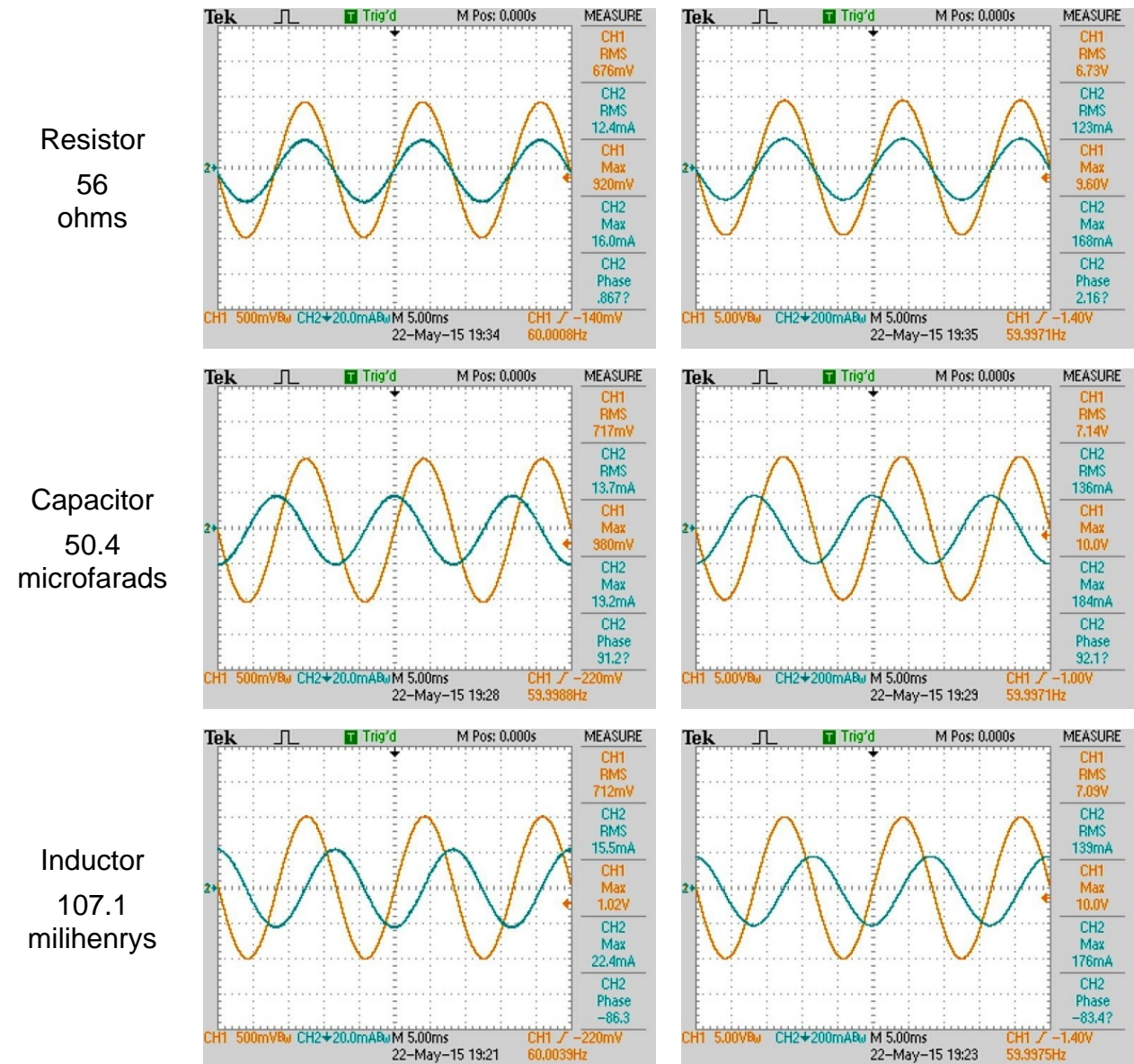


Fig. 1. Despliegues en osciloscopio de voltajes y corrientes senoidales de un resistor, un capacitor y un inductor. Izquierda: 1.0 volt pico; derecha: 10 volts pico.

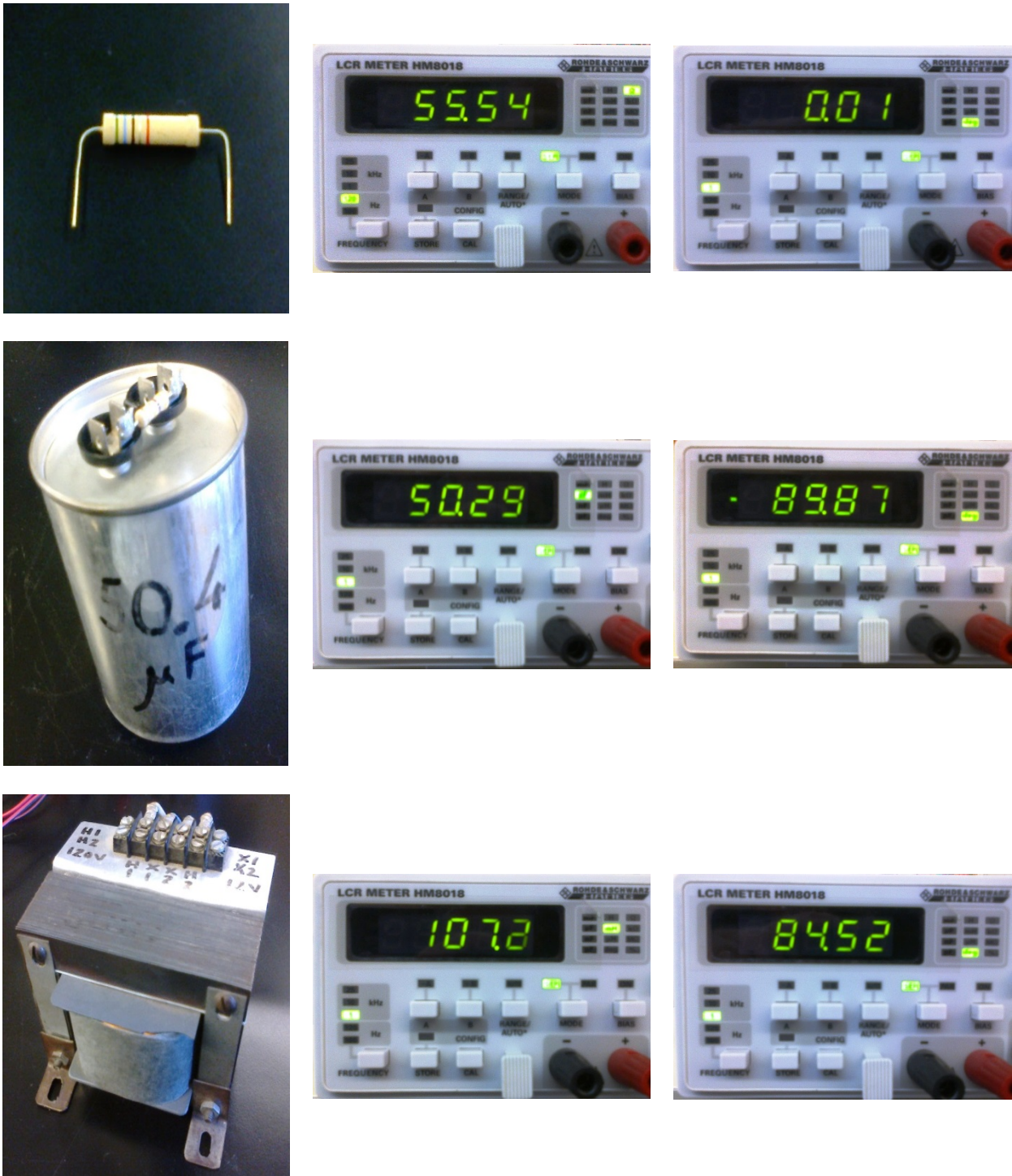


Fig. 2. Mediciones de magnitud (centro) y fase (derecha) de un resistor, un capacitor y un inductor en un puente automático LCR.

Las mediciones desplegadas por el osciloscopio, como se ilustra en la figura 1, pueden aprovecharse con base en las siguientes ecuaciones para determinar los valores equivalentes de cada tipo de componente:

$$R = \frac{\tilde{V}_R}{\tilde{I}_R} \quad (1)$$

$$X_C = \frac{\tilde{V}_C}{\tilde{I}_C} \quad (2)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C} \quad (3)$$

$$X_L = \frac{\tilde{V}_L}{\tilde{I}_L} \quad (4)$$

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} \quad (5)$$

De todo esto resultan los valores estimados para la resistencia, capacitancia e inductancia, conforme aparece en la Tabla 1, listada en la página siguiente.

Llama la atención que, independientemente del nivel de excitación, tanto para el resistor como para el capacitor, se cumple razonablemente bien la proporcionalidad entre el voltaje y la corriente, además de coincidir, con buena aproximación, con la lectura desplegada por el puente LCR (figura 2). Pero no así para el inductor. Algo parecido ocurre si se lleva a cabo esta medición a dos diferentes frecuencias. Así mismo, se llama la atención en lo concerniente a las fluctuaciones de la fase asociada a la impedancia.

Sucede que para el caso del inductor existe la influencia de la no linealidad y las pérdidas propias del material ferromagnético que integra al núcleo. Por ello, cuando se

recurre a un puente de impedancia para medir la inductancia el resultado bien pudiera no ser confiable, toda vez que tanto la frecuencia como la magnitud de la excitación seguramente son distintas a las verdaderas condiciones bajo las cuáles dicho inductor quedará sujeto al ser puesto en operación en un circuito real [1, 2, 3].

	Parámetro	1.0 volt pico	10 volts pico
<i>R</i>	\tilde{V}_R [V]	0.676	6.73
	\tilde{I}_R [mA]	12.4	123
	R [Ω]	54.52	54.72
	ϕ_R [$^\circ$]	-0.867	-2.16
<i>C</i>	\tilde{V}_C [V]	0.717	7.14
	\tilde{I}_C [mA]	13.7	136
	X_C [Ω_R]	52.34	52.50
	C [μ F]	50.68	50.53
	ϕ_C [$^\circ$]	-91.2	-92.1
<i>L</i>	\tilde{V}_L [V]	0.712	7.09
	\tilde{I}_L [mA]	15.5	139
	X_L [Ω_R]	45.94	51.01
	L [mH]	121.8	135.3
	ϕ_L [$^\circ$]	+86.3	+83.4

Tabla 1. Valores equivalentes de los distintos tipos de componentes conforme a las mediciones ilustradas en la figura 1.

2. Desarrollo

Con el objeto de solucionar los inconvenientes previamente referidos es que se sugiere un método para medición de la inductancia en el cual resulte posible aplicar al componente diversos niveles de excitación, a diferentes frecuencias. Para ello se plantea el circuito mostrado en la figura 3, mismo que, en esencia, se basa en una adaptación del método de los tres voltímetros, como se describe en [2, 4].

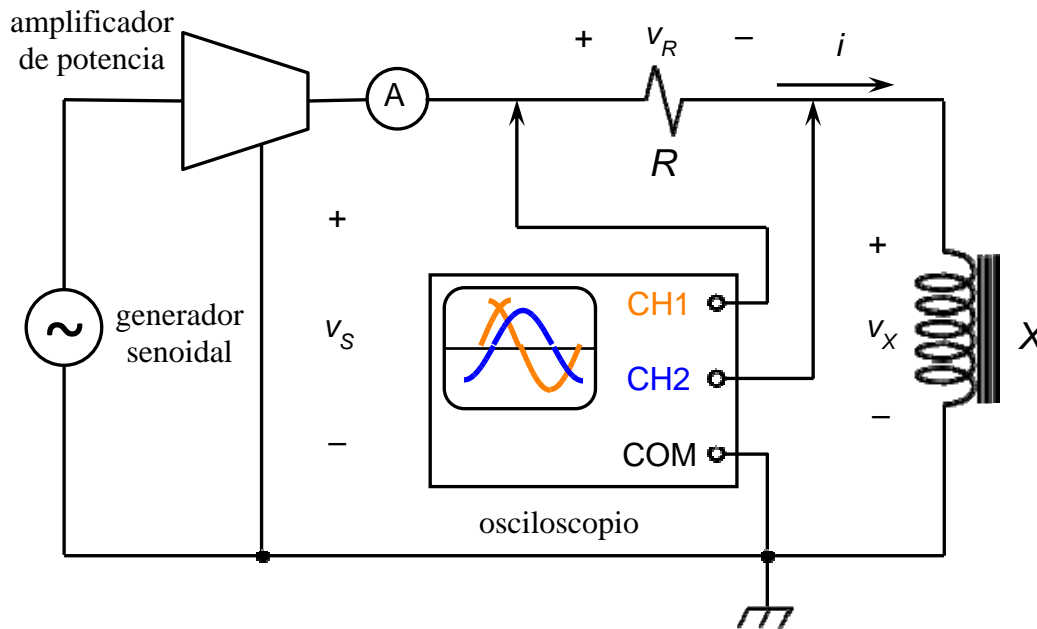


Fig. 3. Propuesta de circuito para medición de un inductor práctico bajo condiciones reales de operación.

Mediante una combinación de un generador de onda senoidal y un amplificador lineal de potencia se obtiene un voltaje excitador v_s , mismo que se aplica a la combinación de un resistor conectado en serie al inductor práctico que se desea probar.

La función del amplificador consiste en permitir la excitación de cargas de baja impedancia cuyo consumo de potencia reactiva podría resultar demasiado pesado para su correcto manejo por parte del generador. En cuanto a este equipo se sugiere que cumpla con las siguientes condiciones:

- Que sus especificaciones de voltaje máximo y/o corriente máxima a la salida permitan adaptarse correctamente a las condiciones de prueba establecidas.
- Poseer una linealidad adecuada a efecto de no introducir distorsión bajo las condiciones de operación fijadas.
- Que su respuesta en frecuencia sea lo suficientemente extendida para manejar correctamente la señal de prueba en las condiciones establecidas.
- Ser capaz de operar bajo un régimen de carga con cuatro cuadrantes para soportar cargas reactivas en forma segura.

Por su parte, para el osciloscopio se sugiere emplear una unidad de tipo digital con doble trazo y la suficiente razón de muestreo para capturar correctamente las señales a la frecuencia de prueba [4, 5, 6]. Cada uno de los dos canales captura las siguientes señales:

- CH1: Voltaje v_S suministrado por el amplificador.
- CH2: Voltaje v_X que se forma como caída a través del inductor bajo prueba.

Con el auxilio de la función matemática del osciloscopio es posible obtener el tercer voltaje presente en el circuito recurriendo a la operación:

- MATH = CH1 – CH2: Voltaje v_R de caída a través del resistor.

En lo concerniente a las especificaciones del resistor se tienen las siguientes recomendaciones:

- Que su valor de resistencia R sea del mismo orden de magnitud que la reactancia del inductor a la frecuencia de prueba. Si no se conoce previamente la inductancia

del inductor práctico, puede estimarse su valor realizando una medición preliminar en un puente LCR o llevando a cabo una serie de pruebas con diversos valores de resistencia a efecto de que los trazos desplegados por el canal 2 y la función matemática del osciloscopio sean de magnitudes comparables.

- Que la especificación de potencia máxima de dicho resistor permita operar en forma segura para la corriente de prueba que se pretende aplicar.

Tal como aparece ilustrado en la figura 3, se puede conectar un ampérmetro (opcional) sobre la línea de salida del amplificador para registrar la corriente eficaz suministrada a la carga RL serie.

La figura 4 detalla el diagrama fasorial asociado al circuito RX serie de la figura 3. Para la composición ilustrada se supone lo siguiente:

- Se asocia la referencia de fase cero grados al voltaje v_s .
- Para los efectos de este análisis se considera al inductor práctico como una combinación RL serie equivalente. Así mismo se supone que este componente incorpora una parte resistiva significativa a un grado tal que el ángulo de fase ϕ_x asociado a su impedancia se ubica dentro del rango entre cero y 90 grados.
- Se estima que los efectos propios de las capacitancias parásitas y distribuidas a la frecuencia de prueba son despreciables.

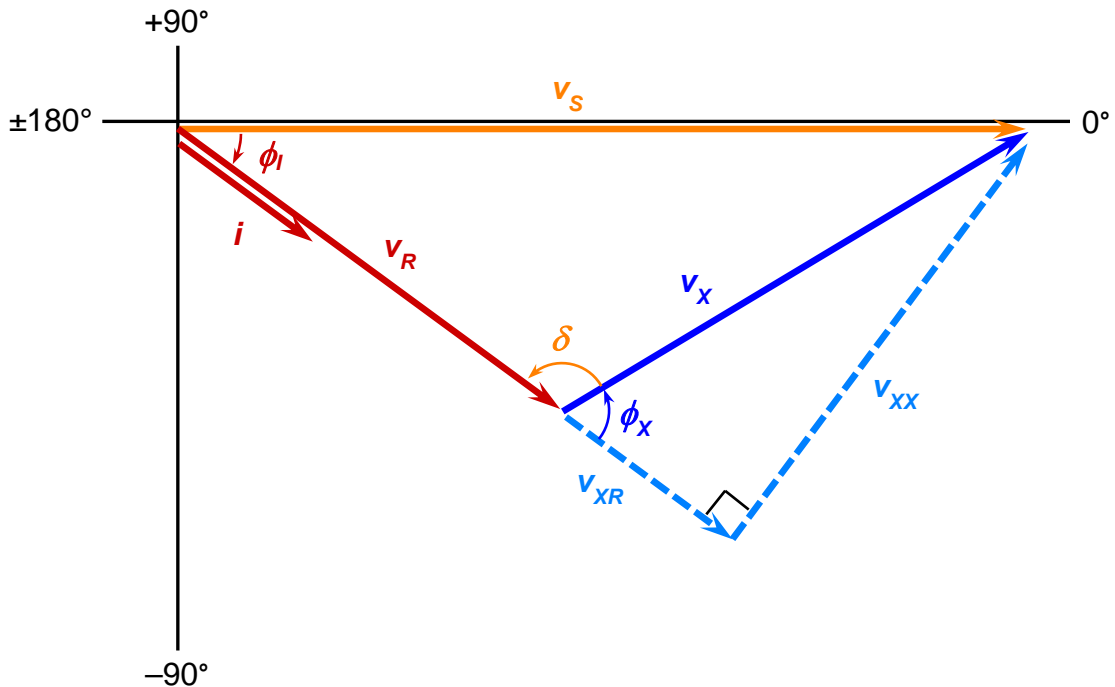


Fig. 4. Diagrama fasorial asociado al circuito de prueba ilustrado en la figura 3.

En el diagrama fasorial de la figura 4 es posible observar las siguientes propiedades:

1. La combinación serie de resistor R e inductor práctico X da lugar a que la corriente i se retrase en fase ϕ_i con respecto al voltaje v_S . Es decir, $\phi_i < 0^\circ$ (rotación en sentido horario).
2. La caída de voltaje v_R a través del resistor R está en fase con la corriente i .
3. El voltaje v_X que se forma a través del inductor práctico X tiene un adelanto de fase ϕ_X con respecto a la corriente i que fluye a través de él. Como este inductor incorpora una parte resistiva R_X y una parte reactiva X_X , entonces para este adelanto de fase se cumple que $0^\circ < \phi_X < 90^\circ$ (rotación en sentido antihorario).
4. Atendiendo a lo expresado en el inciso inmediato anterior, se tiene, a su vez, que el voltaje v_X a través del inductor práctico X está formado por dos componentes: una

caída resistiva \mathbf{V}_{XR} en fase con la corriente \mathbf{i} y una caída reactiva \mathbf{V}_{XX} adelantada 90° con respecto a dicha corriente.

5. Por lo anterior, los tres fasores \mathbf{V}_{XR} , \mathbf{V}_{XX} y \mathbf{V}_X conforman un triángulo rectángulo con \mathbf{V}_X en el lugar de la hipotenusa.
6. La suma fasorial de voltajes: $\mathbf{V}_S = \mathbf{V}_R + \mathbf{V}_X$ queda representada por otro triángulo escaleno, adyacente al triángulo rectángulo previamente definido y que comparte el lado correspondiente a \mathbf{V}_X . En este triángulo, el lado de mayor longitud está asociado al voltaje \mathbf{V}_S , mismo que aparece opuesto al ángulo δ .
7. Los ángulos δ y ϕ_X son suplementarios.

Para los propósitos del desarrollo matemático descrito a continuación se entiende que las magnitudes de los voltajes \mathbf{V}_S , \mathbf{V}_R , y \mathbf{V}_X , así como de la corriente \mathbf{i} pueden igualmente representar valores eficaces que valores pico (amplitudes). La única restricción está en cuanto a la necesidad de manejar datos consistentes, sin mezclar distintos formatos.

En este sentido la disyuntiva entre usar una u otra forma de representar estas magnitudes depende de la forma cómo se configura el menú de mediciones en el osciloscopio. En el caso específico de este trabajo se optó por tomar los valores eficaces.

Se aplica la Ley de Cosenos en el triángulo escaleno:

$$v_S^2 = v_R^2 + v_X^2 - 2v_R v_X \cos(\delta) \quad (6)$$

Dada la propiedad de ángulos suplementarios, estipulada en el inciso número 7 de la página anterior, entonces:

$$\phi_X = 180^\circ - \delta \quad (7)$$

De modo que:

$$\cos(\phi_X) = -\cos(\delta) \quad (8)$$

Por consiguiente, la ecuación (6) puede escribirse como:

$$v_S^2 = v_R^2 + v_X^2 + 2v_R v_X \cos(\phi_X) \quad (9)$$

Ahora, se despeja el ángulo de fase ϕ_X :

$$\cos(\phi_X) = \frac{v_S^2 - v_R^2 - v_X^2}{2v_R v_X} \quad (10)$$

$$\phi_X = \arccos\left(\frac{v_S^2 - v_R^2 - v_X^2}{2v_R v_X}\right) \quad (11)$$

Este último dato representa la fase de la impedancia Z_X , asociada al inductor práctico X . Para encontrar la magnitud de esta impedancia Z_X solamente se requiere aplicar la operación:

$$|Z_X| = \frac{v_X}{i} \quad (12)$$

En caso de no haberse dispuesto el ampérmetro ilustrado en el diagrama de la figura 3, también es posible recurrir a lo siguiente, siempre y cuando se conozca de antemano con la mayor certeza posible la resistencia del resistor R :

$$i = \frac{v_R}{R} \quad (13)$$

De modo que la ecuación (12) puede plantearse como:

$$|Z_X| = \frac{v_X}{v_R} R \quad (14)$$

Tomando la ecuación (11) y ya sea la ecuación (12) o la ecuación (14), se tiene la expresión completa para la impedancia Z_X del inductor práctico en su forma polar.

$$Z_X = |Z_X| \angle \phi_X \quad (15)$$

Para descomponer a este inductor en sus partes resistiva y reactiva, se procede a convertir esta impedancia a su forma rectangular:

$$R_X = \frac{V_{XR}}{i} = |Z_X| \cos(\phi_X) \quad (16)$$

$$X_X = \frac{V_{XX}}{i} = |Z_X| \sin(\phi_X) \quad (17)$$

$$L_X = \frac{X_X}{2 \pi f} \quad (18)$$

Donde el resultado de esta última ecuación es precisamente el valor de inductancia buscado.

3. Resultados

En la figura 5 se incluyen las imágenes de las capturas en el osciloscopio, efectuadas para varias frecuencias y niveles de excitación, mientras que en la tabla 2 se listan los valores respectivos, calculados mediante las correspondientes ecuaciones previamente desarrolladas y programadas en una hoja de cálculo.

Excitación → 1.0 volt pico 10 volts pico

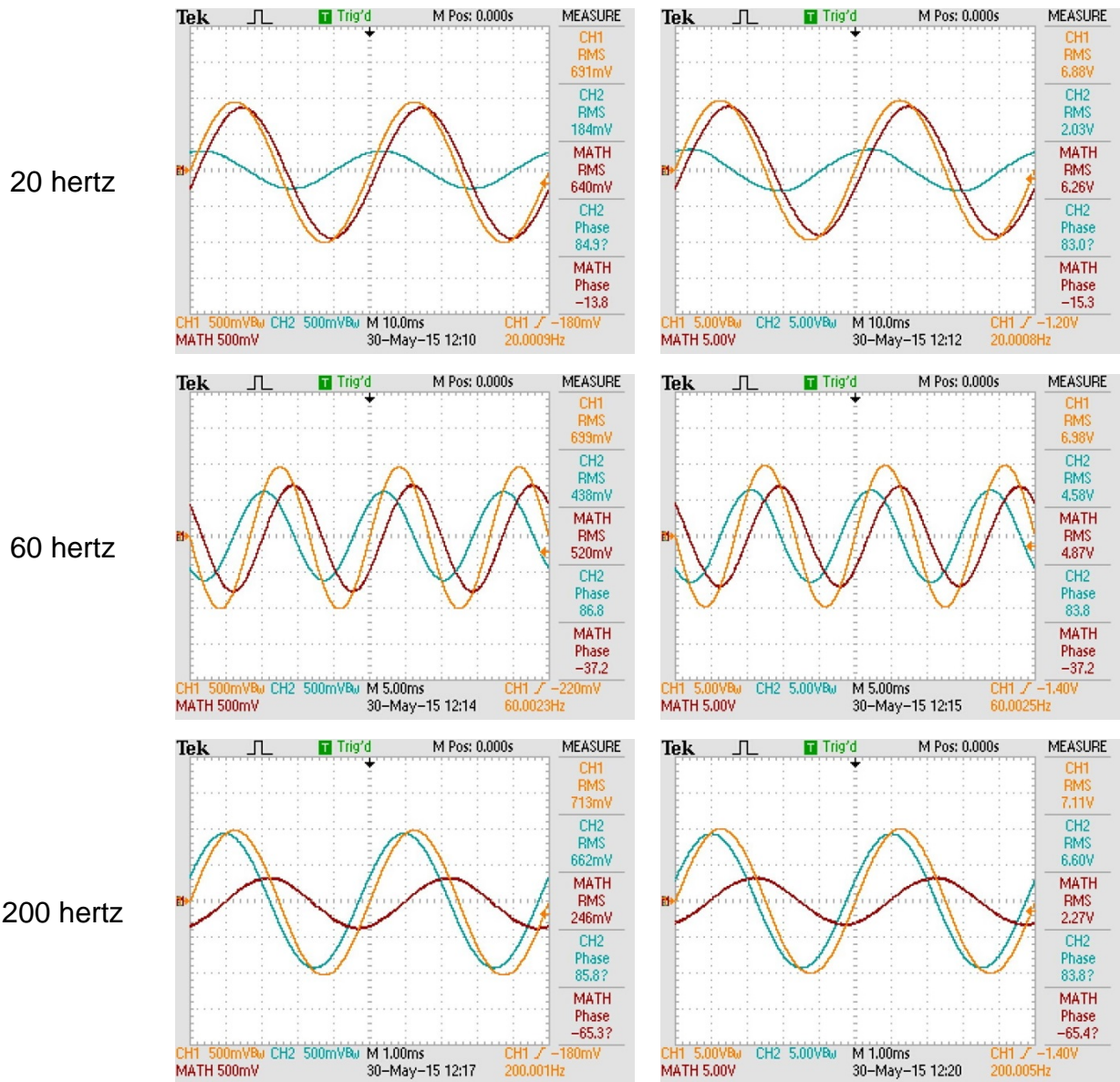


Fig. 5. Imágenes de las pantallas de captura en el osciloscopio, correspondientes a la medición del inductor práctico a distintas frecuencias y niveles de excitación.

$R = 55.4909 \Omega$		Valores eficaces para voltajes y corrientes				
f	20 Hz		60 Hz		200 Hz	
Caso	1.0 V pk	10 V pk	1.0 V pk	10 V pk	1.0 V pk	10 V pk
v_S [V]	0.691	6.88	0.699	6.98	0.713	7.11
v_X [V]	0.184	2.03	0.438	4.58	0.662	6.60
v_R [V]	0.640	6.26	0.520	4.87	0.246	2.27
i [mA]	11.49	113.4	9.35	88.46	4.41	41.20
$ Z_X $ [Ω]	15.954	17.995	46.740	52.187	149.33	161.34
ϕ_X [$^\circ$]	81.69	80.99	86.68	84.82	88.31	86.48
R_X [Ω]	2.305	2.850	2.704	4.711	4.406	9.903
X_X [Ω_R]	15.786	17.767	46.662	51.973	149.26	161.03
L_X [mH]	125.62	141.39	123.78	137.86	118.78	128.15

Tabla 2. Valores resultantes para la medición del inductor práctico a diferentes frecuencias y niveles de excitación.

Tómese nota de cómo se presenta una notable fluctuación en los valores resultantes de la inductancia, dependiendo de la frecuencia de prueba y la magnitud de la excitación aplicada. Y, por supuesto, estos valores acusan una sensible diferencia con respecto al valor de 107.2 milihenrys originalmente medido en el puente automático LCR, conforme se muestra en la figura 2.

4. Discusión

Existen numerosas referencias de consulta en lo concerniente a la medición de la inductancia, así como de las impedancias, en general. Para los fines de ejemplificación se citan algunas en [2, 3, 4]. En ellas se presentan varios métodos que van desde los más simples – por voltaje, por corriente y por resonancia – hasta los muy sofisticados – puentes que se balancean automáticamente.

Pero, en lo que al estado del arte se refiere, lo más común consiste en el empleo de las ofertas comerciales de puentes automáticos LCR para medición de impedancia por parte de fabricantes ya establecidos.

Empero, se señala que, por su complejidad y costo, estos equipos no siempre resultan fáciles de usar, además de ubicarse fuera del alcance del presupuesto destinado a los laboratorios de electrónica de tipo general para docencia en las universidades o para investigación en la industria.

Y, como ya se estableció, por su diseño estos aparatos ya incorporan ciertos valores perfectamente fijados en cuanto a las frecuencias y magnitudes de excitación para la prueba. A su vez, ello puede ocasionar que las mediciones no sean tan confiables, tal como se ilustra de manera fidedigna en este trabajo, llevando a cuestionar muy críticamente el esfuerzo económico involucrado en la adquisición de un puente automático LCR.

Otros métodos sencillos como el de tipo resonante, suelen ser útiles para trabajo en el rango de la radiofrecuencia pero no así para las aplicaciones típicas de la electrónica de potencia a frecuencias bajas y medias.

Particularmente, el método presentado en este trabajo guarda una gran semejanza con el esquema de los tres vóltmetros, según se ilustra en la figura 50.5 de la página 8 en [2] y que puede ser fácilmente adaptado para trabajar a diferentes frecuencias conforme a los requerimientos particulares de cada caso.

No obstante todo lo expresado previamente, se estima que las contribuciones originales en este trabajo son las siguientes:

- a. El empleo de un osciloscopio digital que incorpora las utilerías para el despliegue automático de las mediciones [4, 5, 6]. Esto evita el trabajo de la toma manual de tres lecturas si se emplea solamente un vóltmetro, con el problema de las fluctuaciones que pudieran presentarse entre varias medidas secuenciales y la mayor posibilidad de error en la transcripción de los datos. En caso de emplear tres vóltmetros surge el problema de las diferencias en las exactitudes de tres instrumentos diferentes.

Con el empleo del osciloscopio en su modalidad de medición automática, las tres medidas son capturadas en forma simultánea lo cual, además, facilita el trabajo y reduce la posibilidad de errores. Por añadidura, las características de ancho de banda, velocidad de muestreo, velocidad de procesamiento y exactitud inherentes a los osciloscopios digitales modernos permiten asegurar una confiabilidad razonable en las lecturas aunque se conduzca la prueba a una frecuencia que normalmente excedería el ancho de banda útil de un multímetro digital [5, 6].

- b. La segunda contribución se refiere al empleo de un amplificador lineal de potencia para excitar al inductor bajo prueba a modo que éste opere en las condiciones que mejor se asemejen al tipo de aplicación para la cual habrá de destinársele. A su vez, esto aísla al generador de onda senoidal lo cual asegura una inmunidad al efecto de carga.

No obstante este amplificador representa un requisito adicional, lo cierto es que la adición de un buen amplificador lineal para aplicaciones en instrumentación siempre representará un valor agregado muy significativo para cualquier laboratorio de electricidad y electrónica.

Por último, se destaca que este método de prueba y caracterización también permite conducir estudios sobre transformadores. Esto representa una tendencia importante en

el Sector Eléctrico de hoy en día, toda vez que con la adaptación gradual de los sistemas electrónicos a las redes de distribución de energía eléctrica, cada vez surgirán más situaciones en las cuáles los transformadores serán llamados a operar a frecuencias distintas a los 60 o 50 hertz de la línea de distribución.

Así, mismo, se señala que, tomando en cuenta tanto la simetría en los ángulos de fase como la forma de calcular la reactancia, este método para medición también se adapta en forma idónea a la caracterización de capacitores.

5. Conclusiones

Se considera a este método para la medición de la inductancia como un valioso auxiliar, toda vez que permite caracterizar en forma muy certera y con una buena resolución el comportamiento de un determinado inductor práctico bajo condiciones realistas de operación.

Otras ventajas adicionales de este método se refieren a la posibilidad para determinar con un elevado nivel de confiabilidad datos adicionales como el factor de potencia – o factor de calidad –, el ángulo de fase que exhibe dicho inductor y la magnitud de las pérdidas que introduce en un circuito bajo condiciones de operación realistas.

Con ello, se elimina la incertidumbre inherente a la medición de estos componentes con el auxilio de puentes LCR.

6. Referencias

- [1] LCR – Meter HM8018 Manual. No 44-8018-0010. Hameg Instruments GmbH – A Rohde & Schwartz Company. Mainhausen. Alemania. Febrero 2006.
- [2] Michal Szyper. “Inductance Measurement”. <http://etc.unitbv.ro/~olteanu/Tehnici%20de%20masurare%20in%20tc/Inductance%20Measurement.pdf> . Consultado 1° junio 2015.

- [3] Agilent Impedance Measurement Handbook: A guide to measurement technology and techniques. Agilent Technologies, Inc. Estados Unidos de América. 10 septiembre 2013

- [4] Capacitance and Inductance Measurements Using an Oscilloscope and a Function Generator. Nota de aplicación 75W-28152-0. Tektronix, Inc. Beaverton, OR, Estados Unidos de América. Diciembre de 2012.

- [5] TBS-1000 Series Datasheet. Publicación número 3GW-28557-4. Tektronix, Inc. <http://www.tek.com/datasheet/tbs1000/tbs1000-series-datasheet-0>. Consultado 4 abril 2014.

- [6] TBS1000B and TBS1000B-EDU Digital Storage Oscilloscopes User Manual. Tektronix, Inc. Beaverton. <http://www.tek.com/oscilloscope/tbs1000b-edu-digital-storage-oscilloscope-manual/tbs1000b-and-tbs1000b-edu-series?dl=true>. Consultado 18 marzo 2014.

7. Autor

M. en C. Jerry N. Reider Burstin, candidato a doctor en ingeniería por la Universidad Anáhuac – México Norte, obtuvo su título de Maestría en Ciencias con especialidad en Ingeniería Eléctrica en el *Technion* – Instituto Tecnológico de Israel en 1975. Además de la docencia en ingeniería, con enfoque primario hacia los temas relacionados con la electricidad y la electrónica desde hace ya casi 39 años, ha fungido como consultor para varias empresas del ramo.

Estimación de la humedad y resistencia a compresión final, de una mezcla de concreto fresco utilizando microondas.

Gerardo Calva Olmos

Universidad Nacional Autónoma de México, Circuito Exterior S/N, Ciudad Universitaria, AP 70-186, C.P.
04510, México D. F.
gerardo.calva@ccadet.unam.mx

Rafael Prieto Meléndez

Universidad Nacional Autónoma de México, Circuito Exterior S/N, Ciudad Universitaria, AP 70-186, C.P.
04510, México D. F.
rafael.prieto@ccadet.unam.mx

Alberto Herrera Becerra

Universidad Nacional Autónoma de México, Circuito Exterior S/N, Ciudad Universitaria, AP 70-186, C.P.
04510, México D. F.
alberto.herrera@ccadet.unam.mx

Alejandro Padrón Godínez

Universidad Nacional Autónoma de México, Circuito Exterior S/N, Ciudad Universitaria, AP 70-186, C.P.
04510, México D. F.
alejandro.padron@ccadet.unam.mx

Mario Pacchiano de la Garza

Universidad Anahuac del Sur, Av. De las Torres 131, Alvaro Obregon, Olivar de Los Padres, C.P. 01780,
México D.F.
mpg01@yahoo.com.mx

Resumen

En este trabajo se plantea que tanto la humedad, como la resistencia a compresión final de una mezcla de concreto, se pueden estimar desde el momento del vaciado, mediante la aplicación de señales de microondas sobre la mezcla, cuando ésta es depositada en el lugar de uso, sin tocar el concreto y sin tomar muestras del mismo. Esto se logra al medir la señal de microondas que se obtiene después de que esta es recuperada, al dejar la mezcla de concreto; la señal de microondas se compara con amplitudes de señales que previamente se aplicaron sobre mezclas de concreto en las que se conocía su relación agua/cemento (ejemplos: 0.4, 0.5) su humedad y su resistencia a compresión. La propuesta que aquí se presenta, en ningún momento elimina las pruebas de calidad ya establecidas para el concreto, por el contrario, las complementa.

Palabras clave: concreto, fraguado, microondas, resistencia a compresión.

1. Introducción

Cuando se menciona la inspección del concreto respecto a su humedad, inmediatamente mencionan los sistemas de ultrasonido, sin embargo cabe aclarar desde el principio que ese sistema, el de ultrasonido, se aplica en concreto ya fraguado, en cambio aquí se presentan los resultados de diferentes mediciones hechas sobre concreto fresco. Además, todo el equipo utilizado fue resultado del diseño y desarrollo dentro del laboratorio, no se usó equipo de marca.

Básicamente se propone correlacionar una señal de energía de microondas con dos características propias de una mezcla de concreto, la humedad que tiene al momento de ser depositada en el lugar de uso, y la resistencia a compresión que tendrá el concreto cuando haya cumplido su ciclo de fraguado.

Se parte primero de información previa, obtenida a partir de pruebas de resistencia a compresión sobre muestras de concreto fraguado (de las que se conoce su relación agua/cemento) bajo un protocolo específico de laboratorio [1].

Por otra parte, para conocer la humedad contenida en la mezcla de concreto, se procedió a utilizar el método de pesado-secado-pesado, para saber la cantidad de humedad que tiene una muestra de concreto.

Teniendo la señal recuperada se le valora y correlaciona con la humedad obtenida previamente, además, se le asocia con la resistencia a compresión, también obtenida previamente mediante la relación agua/cemento que ya se sabía.

Esto se hace con muestras conocidas para generar una base de datos confiable, para que posteriormente al aplicar la energía de microondas a mezclas de concreto, se pueda estimar tanto su humedad como su resistencia a compresión final, con la señal de microondas recuperada, después de haber interactuado con el concreto fresco.

Se hace la correlación entre los tres conjuntos de datos de la mezcla.

- Se consideran muestras de las que se puedan obtener su humedad mediante el conocido y confiable proceso de *pesado-secado-pesado*
- Datos obtenidos mediante la aplicación de señales de microondas; se obtiene un nivel de voltaje.
- Datos provenientes de las muestras probadas en laboratorio (proceso tradicional)

De este modo se genera una base de datos, de la que posteriormente se tomarán datos de humedad y resistencia a compresión; con sólo asociar el nivel de voltaje obtenido de la mezcla de concreto fresco de la que no se tenga ningún dato previo. Ver Figura 1.

Los datos se posicionan alrededor de la humedad de la mezcla (h%) debido a que es este proceso de obtención de humedad, el que da la pauta a seguir ya que es un método confiable de medición, y aquí sirve también para la comprobación.

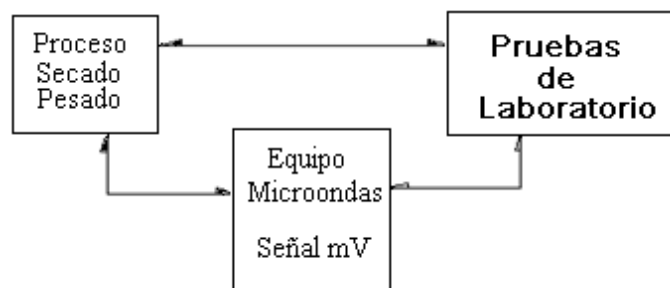


Fig. 1. Diagrama de bloques que muestra la relación que se busca entre las tres bases de datos.

Si se deja el haz de microondas y se continúa pesando-secando-pesando la muestra obtenida del concreto, se puede generar datos suficientes para obtener una curva de voltaje contra tiempo, así como una curva humedad contra tiempo.

La limitante en la generación de datos iniciales (para obtener la correlación) es precisamente el estar secando y pesando la muestra cada cierto tiempo. (Para este caso se hizo cada quince minutos).

Todo lo que se pueda suponer de una mezcla de concreto fresco, referente a su humedad y su resistencia a compresión, se verán confirmados o no, después de llevar a cabo las pruebas tradicionales de laboratorio sobre muestras tomadas de ese concreto.

2. Instrumentación con base en las microondas

2.1. Generación de la señal

La señal utilizada en las pruebas, es una señal de microondas generada en la frecuencia fija de 9.66GHz; esta frecuencia se encuentra en la banda X del espectro [2]. Su potencia máxima no excede los 50 mW, y es considerada no letal [3].

2.2. Desarrollo de la Instrumentación de Microondas

Para poder cumplir con la meta señalada de analizar sin destruir ni mutilar una mezcla de concreto fresco, se diseñó y desarrolló la instrumentación requerida para aplicar la energía, detectarla y evaluar la amplitud que es recolectada. Las bandas que tradicionalmente se utilizan son las de la banda **L**, e inclusive las de la banda **S**. Sin embargo, con base en experiencias previas en las que se había tratado con microondas a una porción de material húmedo (arena mayormente en su composición), se sugirió experimentar con frecuencias en la banda **X**.

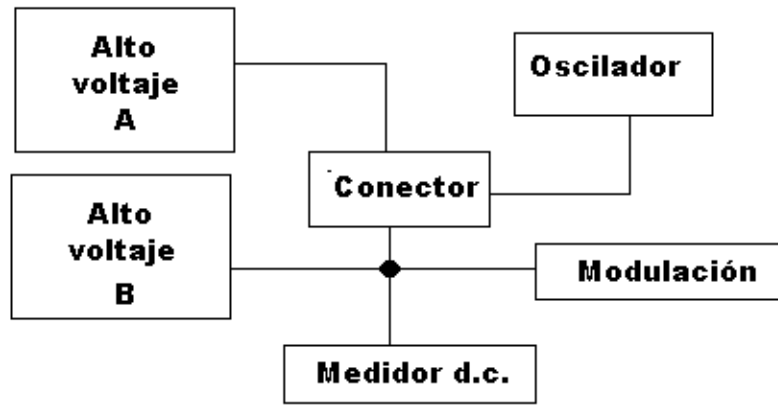


Fig. 2. Diagrama de bloques del generador de señales de microondas.

En la figura 2, se aprecian los diferentes bloques que integran la parte generadora del sistema de microondas. Cada uno de los bloques (menos el conector) implica al menos un diseño electrónico, y por supuesto la elaboración del mismo. Con este sistema se controla la generación de las microondas utilizadas en las pruebas.

El método seguido para su aplicación consiste en arrojar la energía de microondas sobre la mezcla fresca recién vertida, y luego recuperar lo más que sea posible de la señal, y se da su valor en fracciones de volt. Para lograrlo se utilizan antenas piramidales [4] en ángulo sobre el mismo plano (para aprovechar el ángulo de reflexión que tiene la señal), y de esta forma lograr recuperar una buena parte de la señal (ver fig. 3).

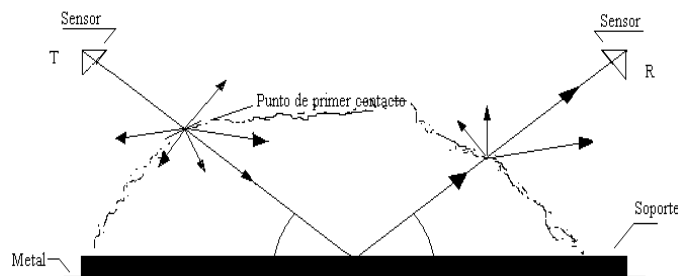


Figura 3. Dibujo representando la aplicación de energía de microondas en una mezcla de concreto, con posibles rutas que seguiría la señal.

La señal de microondas al impactar la mezcla podrá seguir varias rutas dependiendo de en donde golpea la señal.

- Una ruta, es la que alcanza a penetrar la mezcla, llegar al fondo, y regresar en ángulo hacia afuera.
- Otra más encuentra un punto donde tiene una reflexión antes del fondo e igual regresará en ángulo hacia la superficie.
- se aprecia una ruta que cumple con entrar a la mezcla rebotar en el fondo y seguir hasta el receptor en el lado opuesto del emisor. Pero es sólo una ruta que puede seguir la energía.

Las rutas seguidas no están exentas de una posible absorción de la energía por parte de la mezcla. Lo que nos conduce a tener presente la existencia de un coeficiente de absorción.

Dependiendo de que tanta energía sea absorbida, la señal capturada será mayor o menor dentro de un margen conocido. Dicho margen se puede fijar haciendo que la energía se aplique sobre la placa metálica sin mezcla de concreto, para la parte máxima del margen, y la parte mínima cuando la mezcla esté totalmente fraguada. Cuando cumple al menos 28 días de fraguado.

Como ya se mencionó se tiene una Transmitancia dada por:

$$T = \frac{I}{I_0} \quad (1)$$

Dependiendo de que tanta energía sea recogida en la parte opuesta del material, se sabe cual es la transmitancia del material mismo.

Lo que conlleva a obtener un coeficiente de absorción:

$$A = -\log_{10}(T) \quad (2)$$

Respecto a la energía aplicada a la mezcla se tendrá:

$$E_T = E_P + E_{SP} + E_A + E_D \quad (3)$$

E_T —Energía total

E_P —Energía penetra

E_{SP} —Energía superficial

E_A —Energía absorbida

E_D —Energía Disipada

2.3. Selección del método a utilizar / Aplicación de la señal de microondas

Se tienen dos opciones para aplicarse la señal.

La primera opción consiste en enviar la energía de microondas através, del material.

La energía viaja por todo el material lo atraviesa, y se recupera en el extremo contrario, todo ello en una línea recta [5].

Este método supone que el total de la energía ha atravesado el material antes de llegar al sensor receptor, descontando la energía que haya sido absorbida por el material mismo, lo que proporciona un grado de atenuación o de absorbencia característico de esa muestra.

La desventaja de esta aplicación es cuando no se tiene acceso a la parte opuesta del sitio donde es depositado el material.

La segunda opción propone arrojar la energía de microondas con un cierto grado de inclinación de la antena transmisora sobre la mezcla; su contraparte, la antena receptora o sensor, se sitúa con el mismo ángulo de inclinación en el lado opuesto pero ambos en el mismo plano.

La gran ventaja de este segundo método radica en el hecho de poder situar ambas antenas en el mismo lado de aplicación del concreto. Aunque aquí, la energía aplicada deberá transitar dos veces por la mezcla para salir y llegar hasta la antena receptora; por lo que la intensidad de la señal se verá muy disminuida, a menos que parte de la energía que se refleja en alguna parte intermedia o superficial de la mezcla, coincida en ángulo con la antena y se refuerce la señal.

En clara ventaja se sitúa el segundo método por su sencillez en la aplicación. Este segundo método se presenta en el dibujo de la figura siguiente (ver fig.3).

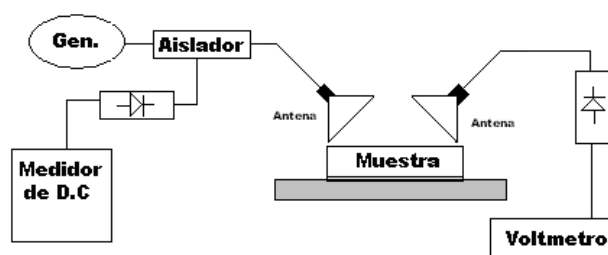


Fig. 3. Diagrama de bloques de un sistema de microondas que utiliza la captura de la señal reflejada en la muestra de interés.

El reflejo de una buena parte de la señal de microondas se asegura al depositar la muestra en un soporte (porta muestra) metálico (ver fig 3.), con ello toda la energía que atraviesa la muestra y choca contra el soporte es reflejada hacia el acoplador del detector. Es casi seguro que el total de la energía reflejada, no será recibida en el acoplador, sin embargo, lo detectado es suficiente para fijar un nivel de humedad en la muestra.

2.4. Influencia de la temperatura del medio ambiente en la mezcla

La temperatura de la mezcla de concreto está bajo la influencia de la temperatura ambiente del lugar en el que se encuentra; a lo anterior hay que agregar los incrementos de la temperatura propia de la mezcla, ya que esta es una mezcla exotérmica [6].

Se debe tener presente que la temperatura del concreto se incrementará cuando se inicie la mezcla; la temperatura ambiente influirá durante el proceso de fraguado acelerándolo cuando se incrementa, y retrasando el fraguado, cuando la temperatura disminuya.

Lo anterior da una correspondencia entre aumento de temperatura y aumento en la pérdida de humedad; razón por la cual en la práctica, se tienen que modificar las raciones en el dosificador de la planta (los cuales están basados sólo en la experiencia), en los meses considerados como calurosos. Con ésta acción se pretende compensar la pérdida de humedad excesiva, debida al incremento en la temperatura ambiente [7, 8].

Los fabricantes de concreto pre-mezclado, aumentan las cantidades de cemento y de agua al momento de la preparación (dosificadoras) de los transportes, esta acción la realizan como se sabe en meses considerados como calurosos, para procurar conservar una cierta relación agua / cemento. Se presenta aumento de temperatura y pérdida de humedad.

El incremento en las cantidades, es una posible solución a la excesiva deshidratación de la mezcla, aunque esta acción no garantiza un resultado como el esperado (porque se hace al tanteo), y encarece la mezcla de concreto. Eleva el costo total de la construcción.

Alta temperatura	Mayor Pérdida de humedad.
Baja Temperatura	Menor Pérdida de humedad.

Por lo anterior es posible considerar y proponer, que mientras se compense la deshidratación de la mezcla en un modo controlado, se estará procurando un fraguado acorde a lo esperado y por ende, una mejor respuesta del concreto, que redundará en un beneficio para la construcción; logrando un mejor lugar, más seguro para los compañeros constructores mientras dure la obra y al finalizar, para quienes ocupen la edificación.

Aunque se recomienda la compensación (cuando no hay otra opción), esta no debe afectar la combinación original agua/cemento de la mezcla; la compensación es benéfica, cuando primero se deja avanzar el proceso de fraguado durante unas horas, antes de llevar a cabo la mencionada compensación [9].

3. Metodología de la preparación de muestras

Se inician las pruebas en laboratorio, se preparan las mezclas según propuestas tradicionales de proporciones [10].

Las pruebas aquí realizadas comprenden en todo momento sólo cuatro elementos integrantes de la mezcla. A saber:

Agua, cemento, arena y grava.

En la siguiente tabla (ver tabla 1), se observan dos de las posibles relaciones agua/cemento que se recomiendan para la preparación del concreto.

Mezcla	Tipo	Agua	Cemento	Arena	Grava	W/c
<u>Concreto</u>	<u>I</u>	<u>6.78</u>	<u>16.95</u>	<u>5.42</u>	<u>50.85</u>	<u>0.4</u>
Concreto	II	11.29	16.13	24.19	48.39	0.7

Tabla 1. Ejemplos de la relación agua/ cemento en una mezcla de concreto.

Lista de Materiales utilizados

Cemento: se utilizó cemento de un bulto de 50kgs. Tipo II Compuesto.

Agregados duros. Grava. Se utilizaron porciones de grava que en promedio tenían las medidas de 41.5 mm. Se eliminaron basuras que a simple vista se apreciaban.

Agregados suaves. Arena. La arena se tamizó para eliminar las basuras que pudiera tener, además de eliminar las partes que no pertenecen al material y que se identificaban a simple vista.

Agua. Se utilizó agua embotellada para estas pruebas, con la intención de eliminar posibles contaminantes que incluyera el agua de la toma. Debido a que el agua embotellada se analiza para determinar su contenido en sales y minerales es que se dispuso el uso de este tipo de agua.

Se intenta garantizar que el agua no tenga influencias adicionales que puedan alterar las mediciones y el tiempo de fraguado.

Del total de la mezcla obtenida, se separa una pequeña porción para ser evaluada por un método confiable de comprobación de contenido de humedad (método de pesado-secado-pesado). El resto de la mezcla se somete al haz de microondas por un periodo de al menos seis horas.

Condiciones prevalecientes durante las pruebas:

Temperatura ambiente: 23.7 c (± 0.8)

Con una humedad relativa de: 39.1% (± 4)

4. Método de comprobación y de comparación

Para asociar un nivel de voltaje a un nivel de humedad, se debe recurrir a un método que permita conocer el nivel de humedad de la mezcla, que haya sido sujeta a la energía de microondas.

Método de pesado-secado-pesado

Este método de pesado-secado-pesado, es el más confiable para conocer que cantidad de masa de agua corresponde al peso total de la muestra de material.

$$h = \frac{mH_2O}{(m_d + mH_2O)} \quad (4)$$

En particular el protocolo seguido para esta prueba fue:

- a) Preparar la mezcla según una relación agua/cemento conocida.
- b) Del total de la mezcla separar una pequeña muestra (menor a los 10gr.) antes de poner el resto de la mezcla bajo el haz de microondas.
- c) Secar la muestra de mezcla, e ir verificando su peso conforme se vaya secando (cada 15 minutos)

Inicialmente se hicieron pruebas, que comprendían un periodo mayor a 24 horas, tanto para la aplicación del haz de microondas como para el método de comprobación. Sin embargo para la segunda época de pruebas, se decidió dejar el periodo en sólo seis horas.

En la figura siguiente (ver fig. 4) se aprecian las curvas generadas por el método de comprobación para cuatro posibles relaciones de W/c, en la figura todavía se corrieron

las pruebas en periodos de más de 24 horas. Teniendo este periodo se puede ver mejor el comportamiento de las mezclas pero es una actividad muy desgastante, que se justifica sólo cuando se inicia la generación de una base de datos.

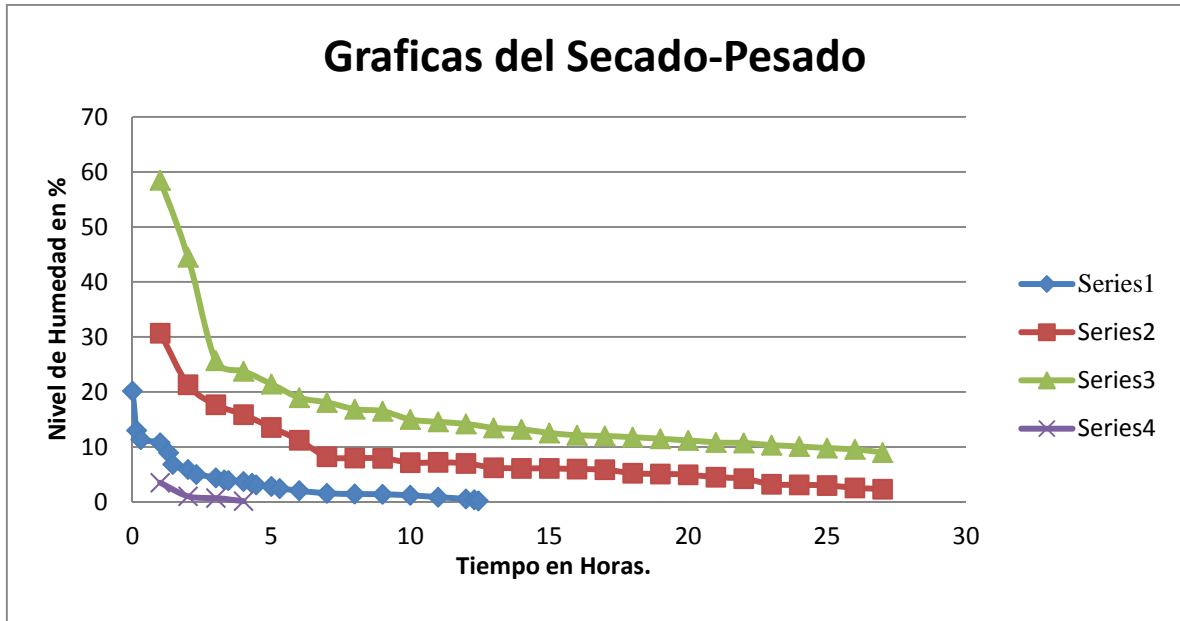


Fig. 4. Graficas que ilustran el comportamiento del proceso de fraguado del concreto fresco durante un periodo de más de 24 horas. Para cuatro posibles relaciones w/c.

En la figura 4, se aprecian las curvas de deshidratación del concreto para cuatro diferentes relaciones agua cemento. Serie 1. Relación W/c 0.4; serie 2. Relación W/C 0.7; Serie 3. Relación W/c 1.5; Serie 4 Relación W/c 0.1

Para la serie 4. Se utilizó muy poca agua para la mezcla y realmente se dejó de analizar dicha mezcla debido a que su fraguado era muy rápido, y por supuesto que su trabajabilidad era escasa. Se puede concluir por adelantado que para esta relación, la arena contenida en la mezcla absorbe la mayoría de la humedad, dejando muy poca de esta para que el concreto se hidrate como es debido y pueda ser trabajado.

Diagramas de dispersión

En la correlación que se muestra, ver tabla 2, se utilizaron los datos generados durante el proceso de pesado-secado-pesado, así como los datos obtenidos mediante la aplicación de señales de microondas sobre la mezcla. Se consideró un periodo de seis horas, para cada mezcla. Sólo se tomaron en cuenta tres muestras del total de cada una de las series. Cada serie constó de al menos 400 mezclas.

serie	Correlacion 1	Correlacion 2	Correlacion 3
A	0.94199958	0.95504146	0.97868523
B	0.88967181	0.87588488	0.88477909
C	0.92182071	0.94711593	0.98698808

Tabla 2. Correlación de datos generados por el equipo de microondas, y las mediciones obtenidas mediante el método de pesado-secado-pesado.

Una forma, de presentar la distribución bidimensional es representando los pares de valores en el plano cartesiano; como en las gráficas que a continuación se presentan y que reciben el nombre de *Nube de Puntos* o *Diagrama de Dispersión*. La siguiente figura (ver fig. 5), es una gráfica de voltaje contra humedad, para una relación w/c de: 0.4

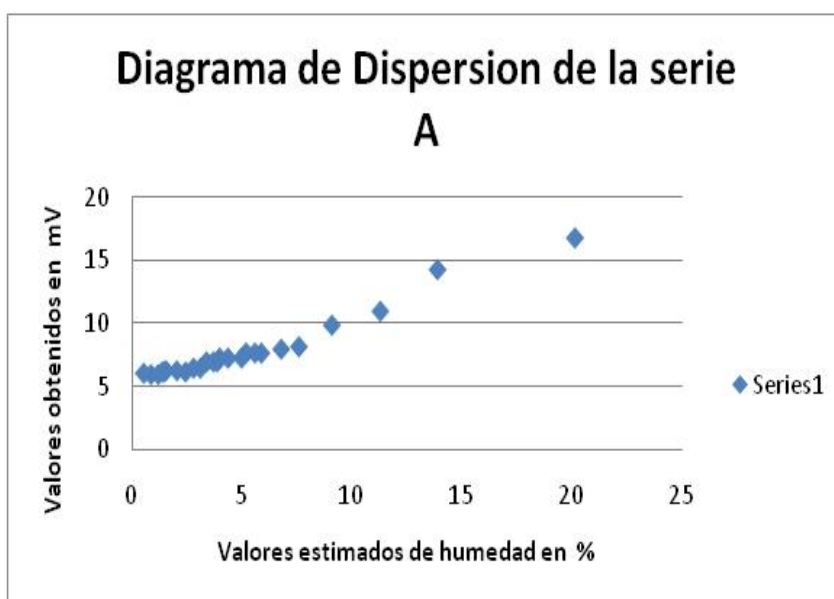


Fig. 5. Gráfica que muestra la dispersión de puntos de las pruebas realizadas. Son valores obtenidos con la instrumentación en microondas contra los niveles de humedad.

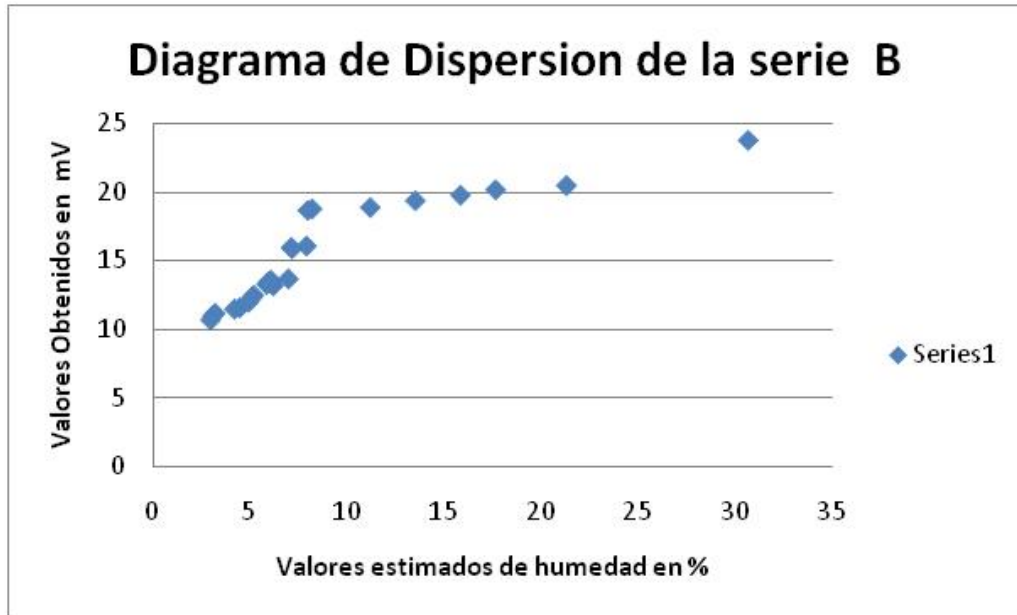


Fig. 6. Gráfica que ilustra la distribución de valores obtenidos para una relación W/c de 0.7.

En la figura anterior (ver fig. 6), es posible apreciar el comportamiento que presenta la mezcla, cuando su relación agua/cemento aumenta; aún así, sigue teniendo una correlación aceptable. Los datos obtenidos son de humedad contra valores en voltaje.

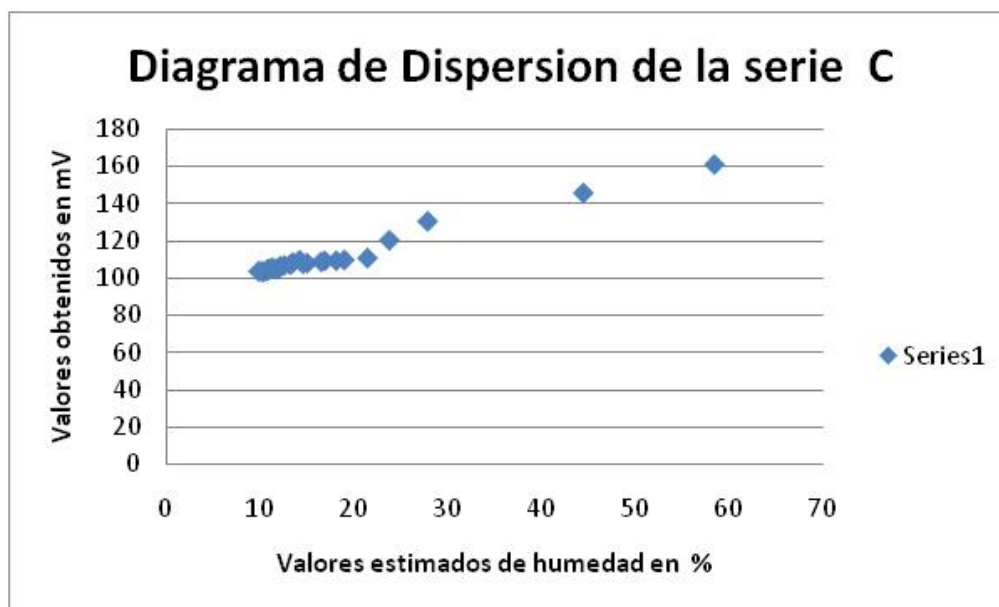


Fig. 7. Gráfica que representa la dispersión de puntos generados en las pruebas de humedad y de microondas.

De igual modo se aprecia la distribución de puntos obtenidos para una relación agua/cemento de 0.7, en la figura 7.

Es posible argumentar que la mayoría de los puntos en las gráficas antes presentadas (figuras 5, 6 y 7) se agrupan en las cercanías de una recta, por lo que es factible presentar a la correlación de cada gráfica, como a una correlación Lineal.

La cercanía de los puntos en cada gráfica a una recta imaginaria, hace suponer una correlación lineal, fuerte; como además la recta sería creciente, la correlación es positiva o directa. Debido a todo lo anterior, al aumentar una variable, la otra variable también aumenta; es decir ambas variables, se corresponden.

5. Rompimiento a compresión en muestras

Hasta este punto es posible asociar un nivel de voltaje con un nivel de humedad para una mezcla de concreto fresco, de la cual se sabía previamente cual era su relación agua/cemento. Lo interesante ahora está en como relacionar, ese nivel de voltaje con la resistencia a compresión que obtenga el concreto al final de su fraguado.

Si primero se logra una relación de resistencia a compresión de una mezcla de concreto fresco, con un nivel de voltaje; posteriormente se podrá estimar la resistencia a compresión de una mezcla de concreto fresco, con solo obtener su nivel de voltaje, sin que se recurra a ningún tipo de muestreo.

Para lograr lo anterior se requiere un método de comprobación seguro, que proporcione el nivel de resistencia a compresión sobre muestras de concreto tomadas directamente de la mezcla depositada en el lugar de uso, y para ello no hay más que un laboratorio de prueba especializado.

Se debe seguir el protocolo establecido por el laboratorio de pruebas a concreto, para tener una muestra totalmente fraguada, sobre la cual realizar la prueba a rompimiento.

La prueba a rompimiento y el cumplimiento de los protocolos de fraguado fijados por el laboratorio, fueron seguidos en el trabajo realizado por colegas de la Universidad de Merida Yucatán México [5]; en este trabajo se presentan los resultados obtenidos de rompimiento a compresión sobre muestras de concreto con relaciones conocidas de agua / cemento de:

0.4; 0.5; 0.6; 0.7.

Si se asocia dicha información (de rompimiento), con la información (datos generados en las pruebas previas de aplicación de energía) de microondas, se podrá obtener una correlación entre la resistencia a compresión, la relación agua/cemento, y el nivel de voltaje que se obtuvo al aplicar la señal de microondas sobre el concreto fresco cuando este fue vaciado.

De esta forma, con base en la correlación, al aplicar la señal de microondas sobre una muestra de concreto fresco cualquiera, se podrá estimar cual será su resistencia a compresión final. Esto con solo obtener el nivel de voltaje resultante de la aplicación.

6. Correlación de resultados entre características del concreto y su nivel de voltaje

Habiéndose obtenido los niveles de voltaje con la instrumentación en microondas, los niveles de humedad con el metodo de pesado-secado-pesado, sólo faltaria la resistencia a compresion del concreto.

Al momento de estar realizando las pruebas con microondas y el método de pesado-secado-pesado para este proyecto, se localizó un trabajo enfocado a determinar la resistencia a compresion de concreto mediante pruebas tradicionales de rompimiento de muestras en laboratorio especializado [11].

En la siguiente tabla 3, se presentan algunos datos extraidos de [11].

0.4	0.5	0.6	0.7
334	295	255	237

Tabla 3. Resistencia media (Kg/cm²) para cada relacion W/c.

Como se aprecia fácilmente en la tabla (ver tabla 3), cuanto mayor es la relación agua cemento, menor resulta la resistencia a compresión final del concreto.

Mediante el nivel de voltaje se estima la humedad que contiene la mezcla, de ahí se hace una correlación con la relación agua cemento, para finalmente estimar cual será la resistencia a compresión que tendrá la mezcla de concreto fresco que se analiza.

En la siguiente tabla (ver tabla 4) se presenta una de las relaciones utilizadas en las pruebas en concreto fresco, y sus respectivas mediciones realizadas cuando el concreto está completamente fraguado.

uW/mV	h%	W/c	R.C. (kg/cm ²)
18.0	20	0.4	283
17.5	18	0.4	310
16.9	15	0.4	323
16.6	13	0.4	334
16.3	12	0.4	369
16.2	12	0.4	372

Tabla 4. Correlación entre las variables de una mezcla de concreto y los niveles de voltaje de la señal de microondas aplicada.

En la tabla (ver tabla 4), se aprecia un resumen de los datos generados para una mezcla de concreto. Es fácil observar que mientras las cantidades de humedad sean altas su resistencia a compresión final, será menor. Para estas pruebas se consideró una relación entre agregados duros y suaves que comprende el intervalo de: 1.5 – 2. De aquí que parte de la variación que se nota (para una misma w/c) en las lecturas, se puede atribuir al comportamiento que tienen estos elementos en la resistencia a compresión final que tiene la mezcla. Lo mismo se puede apreciar con las demás relaciones de agua / cemento, utilizadas en las pruebas.

En la tabla siguiente (Ver tabla 5), se presentan los datos recabados para una relación w/c de 0.7, en ella también se aprecian los niveles de resistencia a compresión.

uW/mV	h%	W/c	R. C. (Kg/cm ²)
24.6	30	0.7	221
23.5	28	0.7	234
23.0	27	0.7	237
23.0	27	0.7	238
22.0	27	0.7	246

Tabla 5. Correlación de valores entre el voltaje y las características de la mezcla.

A manera de complemento se presenta la tabla 6, con los valores obtenidos en las pruebas realizadas con la denominada serie 4. Esta serie se dejó desde un principio

debido a sus características muy particulares. En la tabla siguiente (ver tabla 6), se agrupan algunos datos obtenidos para dicha serie.

uW/mV	h%	W/c	R. C.(Kg/cm2)
9.6	3.5	≈0.1	No disponible
8.3	1.02	< 0.1	No disponible
7.2	0.69	< 0.1	No disponible
6.5	0.15	< 0.1	No disponible

Tabla 6. Datos de la serie 4.

En esta serie 4, se notó una muy baja trabajabilidad debido principalmente a la escasa humedad; la mezcla no presentaba la adhesión que caracteriza al concreto fresco; su fraguado fué demasiado rápido y su consistencia final era quebradizo.

7. Conclusiones

En este trabajo se presentan los resultados obtenidos en la propuesta de relacionar los niveles de voltaje al aplicarle una señal de microondas a una mezcla de concreto fresco recién dispuesto en su sitio de uso y su resistencia a compresión, la humedad y su relación agua/cemento. La instrumentación desarrollada permitió realizar las mediciones necesarias. En cuanto a la señal de microondas, se hizo con equipos diseñados y fabricados específicamente para esta aplicación; son prototipos de laboratorio. Por supuesto que el siguiente paso es continuar con las pruebas para afinar las mediciones realizadas, para darle mayor certeza a cada lectura que se haya obtenido y que se vaya obteniendo. Además de modificar o ajustar el funcionamiento de los prototipos a las necesidades propias del usuario, y entonces generar un equipo con toda la instrumentación para que sea utilizado de manera totalmente transparente para el usuario, y que éste pueda tener un mejor control sobre el producto que entrega. Disponiendo de suficientes datos para la elaboración de una estadística acerca de las mezclas preparadas y entregadas.

8. Referencias

- [1] Microwave Based Detection, Quantification and non-Destructive Evaluation of Materials and Compounds. Cairo Egypt. 2007.
- [2] Schoenbeck Robert. Electronic Communications. 1992. Maxwell Macmillan International Editions.
- [3] Instrumentación electrónica para análisis no destructivo. Memorias de congreso de instrumentación. Baja California, México. 2012
- [4] Smith Martin. Introduction to Antennas. 1998. Springer-Verlag. NY.
- [5] Measurement and Monitoring of Microwave Reflection and Transmission Properties of Cement-Based Specimens. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference. Budapest, Hungary. 2001.
- [6] Construcción y Tecnología en Concreto. Imcyc. 2011.
- [7] J. Ortiz, C. Aguado, Z. de León, A. Farrera, F.A., "Influencia de la temperatura ambiental en las propiedades del concreto hidráulico". Revista académica de la FI-UADY. 2007.
- [8] Curado del Concreto. Información Técnica. Sika, Construcción. 2001.
- [9] Dosificación y diseño de mezclas de concreto. Facultad de Ingeniería, arquitectura y urbanismo. Escuela profesional de Ingeniería Civil. Perú. 2009.
- [10] Cemex. Manual del Constructor. 2000.
- [11] R. Solis. E. Moreno. C. Arcudia, "Study of the concrete's compressive strength due to the combined effect of the water-cement ratio, the coarse-fine aggregate ratio and the source of the aggregates". Revista técnica de la Universidad de Zulia. Vol. 31. No. 3. 2008. 213-224 pp.

9. Autores

Dr. Gerardo Calva Olmos. Recibió el título de Ingeniero Mecánico Electricista. Área de Electrónica. En la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México. El grado de Maestro en Ingeniería Eléctrica, Electrónica y el grado de Doctor en Ingeniería Eléctrica. Instrumentación, en la División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México, (UNAM). Se desempeñó como diseñador en la Secretaría de Recursos Hidráulicos, en el gobierno Federal. Posteriormente ingresó en el departamento de Ingeniería del Centro de Instrumentos de la UNAM, donde participó en diversos proyectos en el laboratorio de electrónica, así como en el departamento de Prototipos e Ingeniería de producto del mismo centro. Actualmente colabora en el laboratorio de Modelado y Simulación de Procesos, donde desarrolla principalmente proyectos relacionados con la evaluación electromagnética no destructiva.

M. en I. Rafael Prieto Meléndez. Recibió el título de Ingeniero Mecánico-Electricista en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México, en 1993, y el grado de Maestro en Ingeniería, en la División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México, en 1999. Actualmente labora en el Grupo de Modelado y Simulación de Procesos del Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico de la Universidad Nacional Autónoma de México. Es profesor de asignatura definitivo en la División de Ciencias Básicas y profesor de asignatura en la División de Ingeniería Eléctrica de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México, donde imparte clase desde 1995.

M. en I.B.B. Alberto Herrera Becerra. Químico egresado de la Facultad de Química de la UNAM, con una tesis presentada en 1985. Es Maestro en Investigación Biomédica Básica por la UACPyP del CCH de la UNAM con una tesis presentada en 1989. Es candidato a Doctor en Ciencias Químicas por la UAM-Iztapalapa. Presentó su examen predoctoral 2014.

M. en I. Alejandro Padrón Godínez. Grado de Maestro en Ingeniería en Seguridad y Tecnologías de la Información, ESIME-Culhuacán del IPN, 2011-2013. Examen 2/Diciembre/2013. Tesis: "Implantación del algoritmo de cifrado AES con CFB en FPGA para protección de datos". Director: Dr. José Velázquez López. Especialización en Seguridad Informática y Tecnologías de la Información, ESIME-Culhuacán del IPN, 2008-2009. Examen 4/Mayo/2011. Tesis: "Información Cifrada en medios portadores". Directora: Dra. Gina Gallegos García. Diplomado en el CEM Polanco/DGSCA-UNAM con el nombre de "Diplomado Seguridad Informática", mayo a diciembre de 2007. Diplomado en el CEM Polanco/DGSCA-UNAM con el nombre de "Tecnologías de la Información", noviembre-2006 a marzo-2007. Diplomado en CEM Polanco/DGSCA-UNAM con el nombre de "Diplomado Integral en Telecomunicaciones", febrero a octubre de 2006. Grado de Maestro en Ingeniería Eléctrica, División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería de la UNAM. 1992-1994, Mención Honorífica. Tesis: "Diseño de circuitos electrónicos para generar Funciones de Activación empleadas en Redes Neuronales Artificiales". Director: M. en C. José Luis Pérez Silva. Título de licenciatura: Físico,

Facultad de Ciencias de la UNAM. 1985-1990. Tesis: "Laboratorio controlado por Computadora". Director: M. en C. José Luis Pérez Silva.

M. en I. Mario Pacchiano de la Garza. Recibió el título de Ingeniero Mecánico Electricista. Área de Potencia por la Facultad de Ingeniería de la UNAM. Obtuvo su título de maestro, en la División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México. Actualmente es candidato a doctor por el posgrado en ingeniería de la universidad anáhuac del sur. Ha desempeñado diversos cargos en el gobierno federal así como en la industria privada. Actualmente se desempeña como CEO de la empresa OGGi corporation.

Plataforma de adquisición y monitoreo para el estudio de las condiciones ambientales externas y de confort en casas prototipo para la validación de un control térmico por medio de un sistema de muro verde y aislante térmico

Cesar Agustín Corona Patricio

Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Querétaro, Cerro de las Campanas s/n, Col. Las Campanas, CP. 76010, Querétaro, Qro.
cesar.corona.pat@gmail.com

Cesar Alberto Dueñas Sosa

Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Querétaro, Cerro de las Campanas s/n, Col. Las Campanas, CP. 76010, Querétaro, Qro.
cdskenobi@gmail.com

Jesús Iván Castro Enríquez

Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Querétaro, Cerro de las Campanas s/n, Col. Las Campanas, CP. 76010, Querétaro, Qro.
ivancastro922@gmail.com

José Luis Avendaño Juárez

Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Querétaro, Cerro de las Campanas s/n, Col. Las Campanas, CP. 76010, Querétaro, Qro.
luis.avendano@uaq.mx

Jorge Adán Sánchez Reséndiz

Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Querétaro, Cerro de las Campanas s/n, Col. Las Campanas, CP. 76010, Querétaro, Qro.
adan.sanchez@uaq.mx

Eusebio JR. Ventura Ramos

Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Querétaro, Cerro de las Campanas s/n, Col. Las Campanas, CP. 76010, Querétaro, Qro.
eventura@uaq.mx

Francesca Olivieri

Departamento de Construcción y Tecnología Arquitectónica, Escuela Técnica Superior de Arquitectura
Universidad Politécnica de Madrid, Av. Juan de Herrera 4, 28040 Madrid, España
francesca.olivieri@upm.es

Resumen

En la actualidad un tema que ha cobrado gran importancia es el de las fachadas verdes dado que su principal aplicación es para mejorar el confort en las viviendas y el ahorro de energía, debido a que estos se encuentran directamente relacionados con el nivel de vida que se presenta en una casa habitación; aunque existen muchos factores que influyen en la calidad de la vivienda, se considera uno de los más importantes al material con la que ésta construida, porque de este dependen las condiciones ambientales que se generan dentro de la vivienda y que definen la calidad de la vivienda. En este proyecto se implementó un sistema que permite adquirir los diferentes datos de confort obtenidos en un par de casetas experimentales para comparar el efecto que se tiene al colocar un recubrimiento vegetal en la fachada sur a una caseta con respecto a otra a la que no se le colocó. El sistema es capaz de adquirir y transmitir de manera inalámbrica las señales de los sensores de temperatura, humedad y flujo de calor que fueron colocados en ambas casetas. Finalmente, los datos recibidos se procesan en una aplicación desarrollada en MATLAB para analizar y mostrar los datos de cada caseta.

Palabra(s) Clave(s): aplicaciones de comunicación inalámbrica, aplicaciones de MATLAB, confort en viviendas, fachadas verdes.

1. Introducción

Como es bien sabido las fachadas de los edificios se encuentran expuestas a las inclemencias del clima, como por ejemplo el sol o la lluvia; esta influencia del medioambiente puede llegar a dañar gravemente la estructura de las fachadas [1]. También, es conocido que los sistemas vegetales montados en las fachadas reducen la energía demandada por el edificio, la disminución de las islas de calor y la filtración de los contaminantes presentes en el aire [2]. En una revisión histórica sobre las fachadas vegetales se encontró que no es una tecnología nueva ya que desde hace 2000 años en la región del Mediterráneo se aplicaba en los patios traseros de las casas, estas fachadas eran de vides que formaban jardines verticales, estas proveían de sombra para las fachadas y una sensación de confort térmico. Hace 500 años aproximadamente en el centro de Europa se utilizaba la enredadera o planta de guía como fachada vegetal en castillos y pueblos [1]. Por otro lado, el estudio de la conservación de la energía y la sustentabilidad ambiental en edificios ha dado como resultado una creciente investigación sobre el potencial de los muros verdes en esta área del conocimiento. Diferentes trabajos sobre el potencial que las fachadas verdes se han publicado con el paso de los años, por ejemplo un trabajo relacionado con la reducción en la demanda de energía para los edificios es el realizado por Chen *et al.*, en este trabajo se muestra la reducción en el consumo de energía en los edificios. El trabajo fue desarrollado para el clima de la región de Wuhan, China. Mediante un experimento se compararon dos prototipos, uno de los cuales contiene una fachada verde. El resultado de este trabajo muestra que el prototipo con fachada verde presenta una reducción del 12% en la energía consumida con respecto al prototipo sin muro verde [3]. En [4] se muestran las contribuciones de las fachadas verdes en el comportamiento térmico de los edificios, en particular se estudió la influencia de la vegetación en la velocidad del viento y su efecto en la resistencia térmica de la fachada. En [5] se presenta un trabajo implementado en Sevilla, España; esta investigación consiste en comparar los datos obtenidos de una fachada verde pre cultivada con los datos obtenidos de otras fachadas implementadas en el mismo edificio. En especial se

estudiaron una fachada ventilada contra una pared sin ningún tipo de recubrimiento. Los datos recopilados fueron analizados y procesados en el programa DesignBuilder para comparar el comportamiento térmico bajo diferentes condiciones. Los resultados de los análisis muestran que en el edificio sin ventilación natural pero que tenían la fachada verde presentaba una temperatura menor de alrededor de 3 grados con respecto a la de la fachada ventilada, lo anterior sin consumo de energía eléctrica. Para el caso del consumo para refrigeración el edificio con fachada vegetal dio como resultado un 33% de ahorro en comparación con la fachada ventilada. Es así que se puede demostrar la importancia del estudio de la implementación de las fachadas verdes en edificios para monitorear el confort térmico y el ahorro de energía, pero a pesar de todos los estudios realizados en diferentes localidades, la efectividad de las fachadas vegetales en climas como el de Querétaro ha sido poco estudiada. En este sentido es interesante proponer un estudio, cuyo objetivo sea cuantificar los beneficios térmico-energéticos de la implementación de fachadas vegetales en climas cálido-secos. En este sentido, se presenta el siguiente trabajo de investigación; el desarrollo de una plataforma de adquisición y monitoreo para el estudio de las condiciones ambientales externas y de confort en casas prototipo para la validación de un control térmico pasivo por medio de un sistema de muro verde y aislante térmico para las condiciones de la ciudad de Querétaro. Para el desarrollo de este trabajo se construyeron dos casetas prototipo de igual dimensión y orientación. A una de las casetas se le instaló un muro verde y a la otra no. A ambas casetas se le instalaron una serie de sensores para monitorear la temperatura en puntos específicos, la humedad relativa y el flujo de calor. En la parte del Desarrollo se explicará a detalle el número de sensores y la ubicación de los mismos dentro de las casetas. Finalmente, se implementó una red de comunicación inalámbrica con módulos XBee para la transferencia de la información a una PC remota donde mediante una interfaz se presentan los datos de los sensores de cada caseta mediante una gráfica de tiempo en la cual se pueden comparar los valores de cada una de las variables.

El trabajo aquí presentado se divide de la siguiente forma: en la primera parte del Desarrollo se presenta la implementación de los sensores, el acondicionamiento de

señal y la adquisición de los datos y la transmisión de los datos de forma inalámbrica a la PC remota. En una segunda parte del Desarrollo se presenta la interfaz desarrollada para la presentación de los datos y las diferentes prestaciones implementadas. Después, se explican los resultados obtenidos del monitoreo y el uso de la interfaz y sus prestaciones; y finalmente, se presentan las conclusiones obtenidas de la implementación de este proyecto.

2. Desarrollo

En esta parte del trabajo se presenta la metodología para la implementación del sistema de adquisición, procesamiento y transmisión de las señales de los sensores de temperatura, humedad y flujo de calor que fueron colocados en ambas casetas. Para una mejor comprensión del trabajo realizado, la explicación se va a separar en dos partes, la primera se centra en exponer el desarrollo de los acondicionadores de señal para los sensores, la siguiente parte es sobre el sistema que procesa los datos y construye la trama de información que será enviada a través de la red inalámbrica al sistema de procesamiento de información. Finalmente, en la segunda sección se explica la programación de la interfaz de usuario que se implementó para mostrar de manera gráfica los datos y hacer los análisis correspondientes.

Implementación de las casetas y muro verde

Las casetas prototipo se construyeron dentro de las instalaciones de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Querétaro. Se fabricaron e instrumentaron dos casetas, a una se le instaló una fachada verde en su cara sur y la otra caseta solo funcionara como testigo (ver Fig. 1, Fig. 2, Fig. 3). Una vez montada la fachada verde se procedió a realizar el montaje de los sensores en las casetas de prueba. Los sensores se distribuyeron de acuerdo a las indicaciones de los encargados del proyecto (ver Fig. 4). La información de la posición de los sensores, el tipo de medición, si la medición es dentro de la casetas prototipo o fuera de ella; se concentró en una tabla para que el lector pueda ubicar la información rápidamente (ver Tabla 1).



Fig. 1. Vista lateral de la caseta con fachada verde.

Sensores y acondicionadores de señal para la adquisición de datos

En la Tabla 1, se muestran las variables que se requieren medir: temperatura, humedad relativa y flujo de calor. Para medir la variable de temperatura se utilizó el integrado LM35 [6] que es un sensor de temperatura con una precisión calibrada de 1°C. Su rango de medición abarca desde -55°C hasta 150°C. La salida es lineal y cada grado centígrado equivale a 10mV. El LM35 no requiere de circuitos adicionales para calibrarlo externamente. La baja impedancia de salida, su salida lineal y su precisa calibración hace posible que esté integrado sea instalado fácilmente en un circuito de control. Debido a su baja corriente de alimentación se produce un efecto de auto calentamiento muy reducido. Se encuentra en diferentes tipos de encapsulado, estas son las razones por las que se optó trabajar con este sensor. Para la humedad se utilizó un HMZ433A1 [7] que tiene un amplio rango de operación, salida lineal de DC, alimentación de 5V, un bajo consumo de corriente, además que el sensor ya tiene su ecuación característica.



Fig. 2. Vista frontal de la caseta con fachada verde.



Fig. 3. Vista lateral de la caseta con muro verde y caseta testigo.

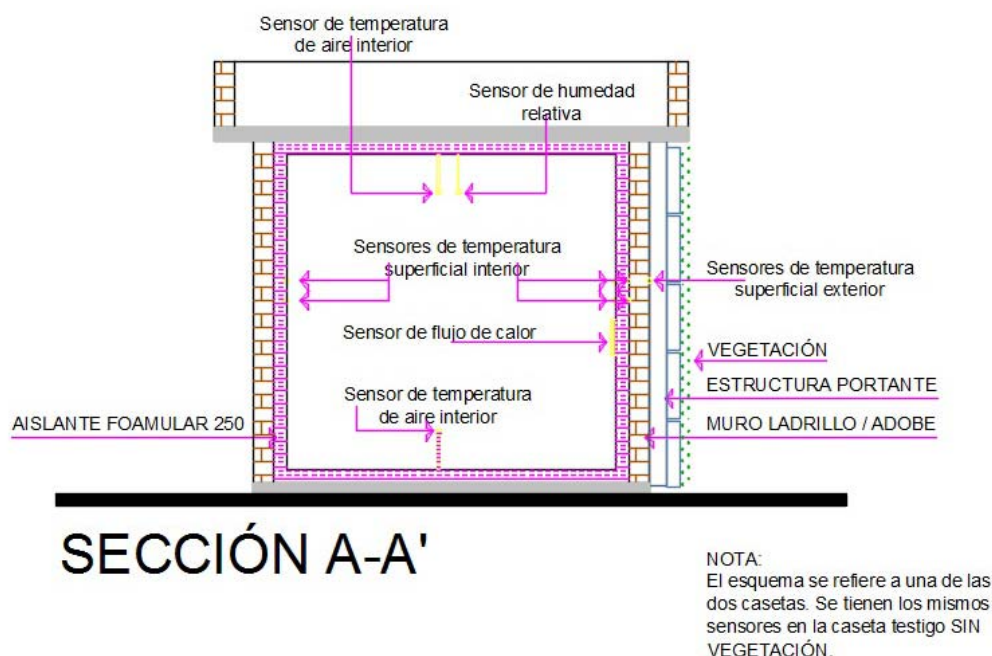


Fig. 4. Boceto de la distribución de sensores en la caseta prototipo con muro verde.

Para el sensor de flujo de calor se utilizó un HFP01 [8] que es una termopila, esta termopila mide la temperatura diferencial a través de su estructura compuesta de un cerámico plástico, el sensor es pasivo (no requiere de alimentación para funcionar) y entrega una señal de $50 \mu\text{W}/\text{Wm}^2$. Para acondicionar la señal se utilizó un amplificador operacional INA122 [9]. Las casetas para el monitoreo cuentan con una red de sensores de temperatura, humedad relativa y flujo de calor; dispuestos en puntos estratégicos donde la medición de las diferentes variables es de interés para el proyecto; y también, cuenta con un sistema de adquisición de datos. Así es como se obtienen los valores de los sensores para hacer una comparación y definir las ventajas y desventajas del muro verde, los sensores se distribuyeron en dos tarjetas de adquisición, una tarjeta recibe los datos medidos por los sensores de temperatura (ver Fig. 5) y la otra recibe los datos del sensor de humedad y el sensor de flujo de calor (ver Fig. 6). El hecho de usar dos tarjetas fue debido a que la frecuencia con la que las variables son monitoreadas difiere una de otra, esto debido a que los cambios de temperatura, humedad y flujo de calor tiene un comportan diferente.

Tipo de sensor	Ubicación	Medición interna / externa	Caseta con fachada verde	Caseta sin fachada verde
Temperatura	Techo	interna	sí	sí
Temperatura	Piso	interna	sí	sí
Temperatura	Muro donde ésta la fachada verde / sin fachada verde	interna	sí	sí
Temperatura	Muro contrario al que tiene montado el muro verde	interna	sí	sí
Temperatura	Muro donde ésta la fachada verde/sin fachada verde	externa	sí	no
Temperatura	Entre el muro y el aislante	interna	sí	sí
Humedad relativa	Techo	interna	sí	sí
Flujo de calor	Muro donde ésta la fachada verde/sin fachada verde	interna	sí	sí

Tabla 1. Distribución de sensores en casetas prototipo.

Ambas tarjetas de adquisición de datos están basadas en un microcontrolador de la familia Microchip, modelo PIC18F4550 [10]. También, cuentan con una serie de filtros pasivos para las entradas analógicas provenientes de los diferentes sensores y se configuró además un puerto de comunicación serial para la transmisión de los datos adquiridos.



Fig. 5. Tarjeta de adquisición para temperatura.

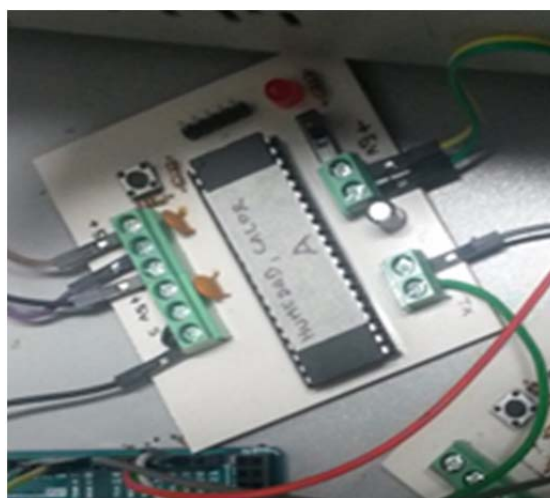


Fig. 6. Tarjeta de adquisición para humedad y flujo de calor.

El funcionamiento básico de las tarjetas consiste en un monitoreo periódico de las variables, una vez que se cuenta con el dato de cada uno de los sensores, los datos son procesados y normalizados de acuerdo al formato de datos requerido, una vez hecho esto, el microcontrolador arma una trama de datos donde las diferentes mediciones son ordenadas para que la cadena sea enviada e interpretada por otro microcontrolador, dicho microcontrolador es un ATMEGA2560 de Atmel [11], se eligió este microcontrolador ya que posee múltiples puertos de comunicación serial, característica idónea ya que ambas tarjetas transmiten su trama de datos de manera serial al microcontrolador ATMEGA (ver Fig. 7), este se encarga a su vez de ordenar los paquetes de datos y darle un orden lógico a la

cadena de datos ya que dicha trama será enviada de forma inalámbrica a una PC que sirve como servidor y permite el almacenamiento de los datos y un posterior procesamiento de los mismos. En la siguiente sección se explica el sistema de transmisión inalámbrica.

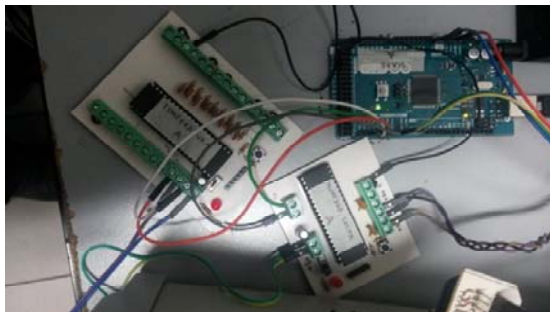


Fig. 7. Conexión entre el ATMEGA y las tarjetas de adquisición.

Transmisión inalámbrica vía XBee a PC remota

El módulo de comunicación inalámbrica utilizado es un Xbee Pro S1 [12], dicho modelo permite establecer redes punto a punto y punto a multipunto, este tipo de red es de hecho la red que se desarrolló en este proyecto, se utilizó un módulo Pro ya que se tenía la necesidad de transmitir los datos a una distancia superior a los 100 metros, tras diferentes pruebas realizadas con algunas de las familias de módulos existentes en el mercado dicho modelo fue el que presentó el mejor desempeño para la aplicación, además del módulo utilizado también se eligió una antena tipo “duck” larga con 60mW de potencia, para obtener un poco más de potencia de transmisión y fue así como se satisfizo el requerimiento de la distancia de transmisión (ver Fig. 8).



Fig. 8. Módulo de comunicación inalámbrica XBee Pro 1.

La comunicación entre las diferentes tarjetas se realiza mediante un programa que se implementó en ellas y funciona de la siguiente manera: cada microcontrolador Atmel tiene asignado un carácter ASCII para su reconocimiento y para diferenciar la fuente de los datos, es decir si es la caseta con muro verde o si es la caseta sin muro. Los microcontroladores Atmel están en reposo hasta que la PC emite una petición de datos, debido a la arquitectura de la red punto-multipunto, el mensaje que emite el coordinador de la red llega a todos los dispositivos finales estos leen el mensaje y reconocen el carácter de identificación, si corresponde a su carácter asignado entonces el microcontrolador Atmel envía un mensaje de forma serial a la tarjeta de sensores de temperatura, esta transmite de regreso su trama y en cuanto el microcontrolador Atmel recibe todo el mensaje emite ahora un mensaje a la tarjeta de humedad y flujo, ésta de igual forma regresa los datos leídos y cuando el microcontrolador Atmel tiene todos los datos, arma una cadena que enviará al coordinador de la red, cabe mencionar que los mensajes enviados por los dispositivos finales solo llegan al coordinador a diferencia de los mensajes emitidos por el coordinador que llegan a todos los dispositivos, cuando el servidor reconoce que la trama ha llegado completa se dispone entonces a emitir una petición a la otra caseta y el proceso se repite, se puede entender entonces que el proceso es iterativo, haciendo una petición a cada caseta en un momento específico. Las tarjetas con los microcontroladores Microchip tienen un comportamiento similar, la diferencia es que estas tarjetas si están leyendo sus entradas analógicas continuamente y solo esperan la petición del otro micro para transmitir el mensaje, sino reciben ninguna petición entonces no transmiten datos. En cuanto al diseño electrónico de la red de comunicación, el desarrollo fue relativamente sencillo, las placas solo tienen el microcontrolador, la electrónica necesaria para ajustar los niveles de voltaje y en las pruebas realizadas se reconoció la necesidad de utilizar filtros pasa bajas pasivos para hacer una adquisición más precisa. En la siguiente sección del Desarrollo se va a presentar la parte de la recepción de la trama de datos y la presentación de los datos en la interfaz de usuario desarrollada en MATLAB.

Interfaz de usuario en PC remota

En esta parte del artículo se explicará el desarrollo de la interfaz de usuario que se diseñó para recibir, guardar y presentar en pantalla los datos enviados por los módulos de las casetas experimentales.

La interfaz de usuario desarrollada cuenta con una interfaz principal con dos vistas, una para inicio de conexión y otra para inicio de toma de muestras y llamado de otra pequeña aplicación desarrollada para mostrar gráficas de datos tomados. En la interfaz principal dentro de la vista principal se tiene acceso a una lista desplegable para escoger el COM creado por un XBee encargado de la comunicación inalámbrica con los sistemas instalados en las casetas de prueba (ver Fig. 9). Una vez escogido el COM al presionar el botón de conectar se procede a la creación de un objeto para comunicación serial con el puerto seleccionado, inmediatamente después inicia una animación que consiste en una rutina donde las posiciones, colores, tamaños, visibilidad y textos de los objetos visibles cambian para dar lugar a la segunda vista que es usada para el inicio y paro de toma de muestras, mensajes de error y llamado a aplicación para graficado de datos adquiridos. En esta segunda vista aparece un cuadro de texto para ver datos de la última muestra, un botón para iniciar toma de datos, una casilla de verificación para activar opción de toma indefinida de datos y botón para abrir aplicación para graficado de datos (ver Fig. 10).

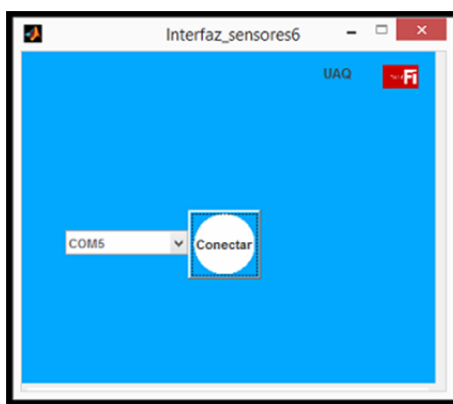


Fig. 9. Pantalla de inicio de la interfaz de usuario.

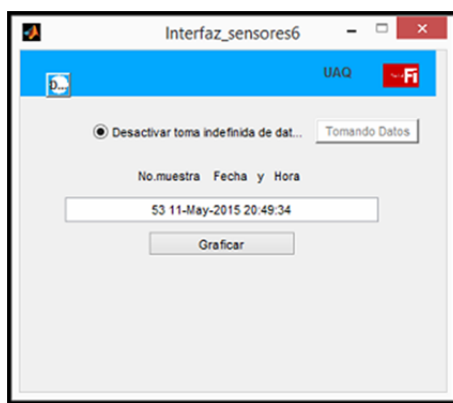


Fig. 10. Pantalla para la activación de toma de muestras.

En la segunda vista espera el programa de adquisición de datos a que se marque la casilla de verificación de toma indefinida de datos. Tras hacer esto queda disponible la opción de presionar el botón de tomar datos, llegado a este punto al presionar el botón de tomar datos se cambia el texto del botón de “Tomar datos” a “Tomando datos”, queda inactivo el botón, se cambia el texto de la casilla de verificación de “Activar toma indefinida de datos” a “Desactivar toma indefinida de datos”, aquí es donde inicia la rutina de captura de datos.

En la primera parte de la rutina de captura de datos se crea un archivo de texto con extensión TXT de manera automática con los datos de fecha y hora de creación como nombre de archivo. De inmediato se abre este archivo por la interfaz para poder escribir sobre él. A continuación, se escribe sobre el archivo texto para indicar títulos de columnas que posteriormente serán llenadas con los datos procesados de datos adquiridos (se trabaja con una forma de escritura de texto sobre el archivo creado que permite su fácil visualización y análisis en el software Excel de Microsoft).

Para la adquisición de datos del sistema implementado en las casetas de prueba se envía un carácter de requisición mandado por el objeto serial creado anteriormente a la caseta uno, si no responde el sistema remoto antes del tiempo límite especificado se crea una alarma con lo cual se muestra un mensaje en pantalla de error de tipo uno, al mismo tiempo se envía por internet a direcciones de correo predefinidos del error ocurrido, si el sistema remoto responde se procede al análisis de la trama recibida, si no

se tiene la estructura de trama esperada se vuelve a hacer la requisición, si este proceso continua después de un límite de ocasiones se crea una nueva alarma con lo cual se muestra un mensaje en pantalla de error de tipo dos, también que se envía por internet a direcciones de correo predefinidos del error. Si por otro lado la trama recibida tiene la estructura de trama esperada para dicha caseta en específico se toman de la trama los datos de los sensores proporcionados y se introducen en una matriz, a continuación de esto se inicia de la misma forma pero ahora por medio de otro carácter la requisición de datos al sistema remoto de la caseta dos, si se cumple con una respuesta con la trama esperada se registran los datos de los sensores en una matriz del mismo tipo que la de la caseta uno, a continuación se reinicia el proceso de requisición pero ahora para la los datos de la caseta uno, esta subrutina continua hasta que se cumple con un número predefinido de tramas correctas. Al tener las matrices con los datos obtenidos de las tramas recibidas se procede a eliminar datos que salen de la media de los datos recogidos y a obtener un número representativo de los datos que quedan.

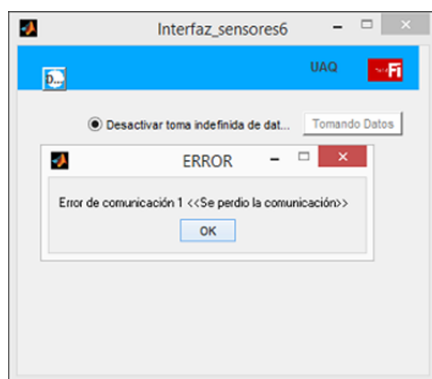


Fig. 11. Pantalla que se muestra cuando ocurre un error tipo 1.

Después de realizar dicho procedimiento los números representativos son introducidos en vectores de longitud variable según su caseta y sensor de origen, esos vectores son puestos a disposición del programa de graficado en caso que se requiera usarlo, inmediatamente en el archivo de texto creado se introducen los números representativos junto con un índice, hora y fecha actual, a continuación se llena el cuadro de texto para datos de última muestra con el número de muestra actual , la hora

y fecha. Se espera por un periodo de tiempo predefinido para después reiniciar la subrutina de requisición de datos, esta vez se borran matrices de datos anterior mente adquiridos; realiza el mismo procedimiento hasta que se llega a aproximadamente un día de adquisición de datos, al llegar a este momento se realiza de manera automática el cerrado del documento de texto creado al principio de la adquisición de datos, el envío de este archivo por medio de correo electrónico a cuentas de correo predefinidas, el reinicio de todas la variables y la puesta en marcha de nuevo de la rutina encargada de la creación del archivo de texto a contener datos y la requisición de datos al sistema instalado en las casetas. Este proceso continua indefinidamente hasta que se deselecciona la casilla de verificación referente a la detención de toma indefinida de datos. Al realizar esta operación es posible volver a la vista de conexión al presionar el botón que en la vista de conexión tenía el texto "Conectar".

Si se desea ver las gráficas de los datos adquiridos se puede presionar el botón de graficar, este evento llamará a la aplicación de para graficado. En la aplicación de graficado es posible la visualización de graficas de los datos recolectados a través del tiempo, los datos se pueden visualizar en una ventana independiente por cada tipo sensor, por cada caseta, o empatando datos de ambas, en cada gráfica por ventana se asigna un tipo de línea a cada una, cada tipo de línea es relacionada con una etiqueta que describe su origen. En las ventanas donde son desplegadas las gráficas es posible guardar la imagen visualizada. Para poder escoger que datos de sensores visualizar y si serán relacionados entre ambas casetas se cuenta con casillas de verificación. Si se desea graficar se tiene que presionar el botón graficar, las gráficas son actualizadas cada vez que se obtienen nuevos números representativos (ver Fig. 12).

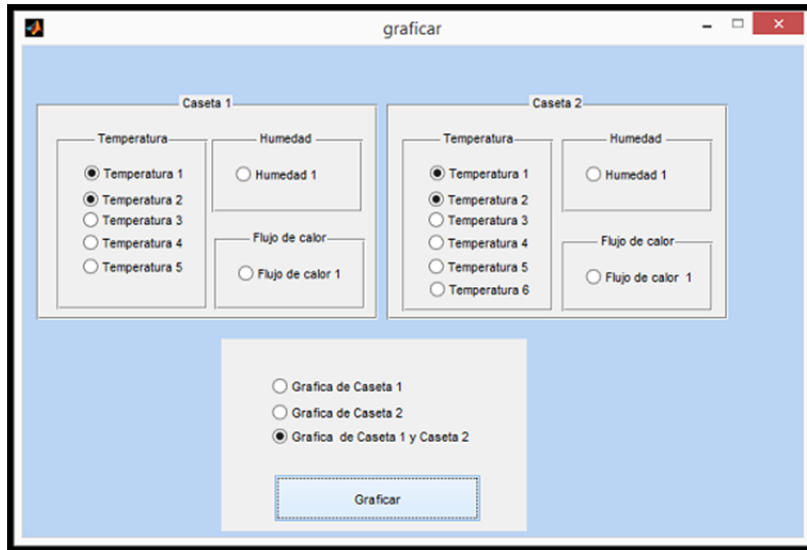


Fig. 12. Pantalla para la selección de las variables a graficar.

En la sección de resultados se presentaran las gráficas con los datos obtenidos de las casetas prototipo.

3. Resultados

En esta parte de resultados se explicará cómo se fue construyendo el sistema de adquisición de datos, la parte de las gráficas obtenidas en la interfaz de usuario que se encuentra implementada en la PC remota. Una vez que la red se validó se procedió a montarlos en unos gabinetes (ver Fig. 13) y a su vez instalarlos en las casetas prototipo (ver Fig. 14).



Fig. 13. Tableros construidos para los sistemas de adquisición de datos.

Como parte de los resultados obtenidos se muestran las gráficas de los datos obtenidos por la interfaz de usuario implementado en la PC remota (ver Fig. 15).



Fig. 14. Instalación de los gabinetes con los tableros construidos.

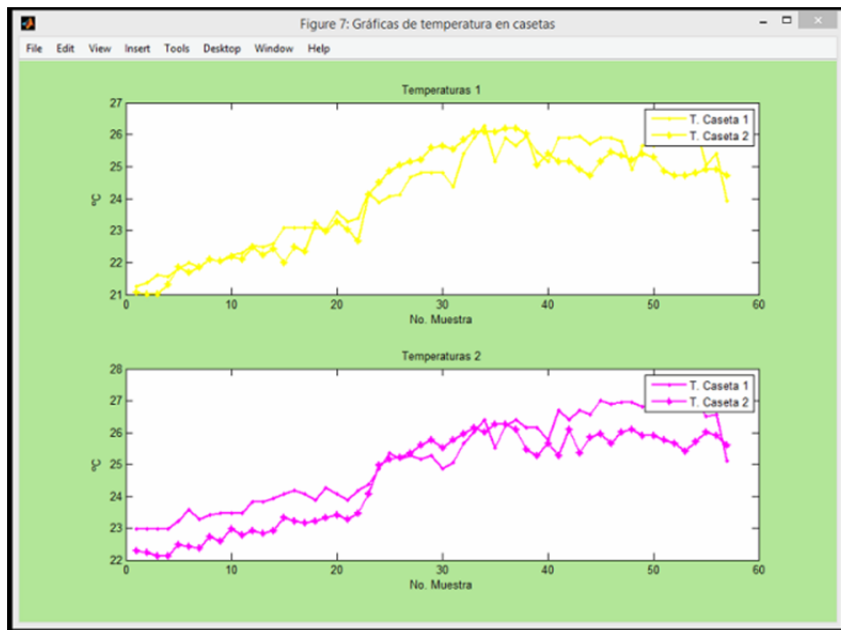


Fig. 15. Gráficas presentadas en la interfaz de usuario.

4. Discusión

Es bien sabido los beneficios en confort que traen las fachadas verdes a los edificios, ya que permiten un control en la sensación térmica en el interior de la edificación [1, 2, 3, 4, 5]; además de ayudar en el ahorro energético. Este tipo de sistemas ha sido implementado en diferentes condiciones climáticas y ahora se pretende verificar la operación de este en un clima semidesértico como lo es el estado de Querétaro. Para poder monitorear los beneficios del sistema es necesario hacer la implementación de un sistema de monitoreo y adquisición de las variables de interés. El reto en esta propuesta fue mandar los datos adquiridos por los sensores y procesarlos para poder presentarlos en una interfaz de usuario que permitiera a los analistas verificar el funcionamiento de la fachada verde.

5. Conclusiones

En el presente trabajo se presenta la implementación de un sistema de monitoreo y adquisición de datos para validar el funcionamiento de una fachada verde colocada en una caseta prototipo y los resultados contrastados contra los de una caseta sin fachada verde. Una de las características de este sistema es la de transmitir los datos de los sensores vía inalámbrica a una PC remota que se encuentra a más de 100 metros y que requirió de la implementación de una red inalámbrica para la transmisión de los datos. Una vez que los datos fueron recibidos en la PC, se implementó una interfaz de usuario desarrollada en MATLAB. Los principales aportes de esta interfaz son los sistemas de aviso al usuario vía mensajes cuando se ha perdido la comunicación, y por otro lado el envío de los datos generados a una dirección de correo electrónico.

6. Referencias

- [1] M. Köhler, "Green Facades- a view back and some visions". *Urban Ecosyst.* No. 11. 28 de mayo de 2008. 423-436 pp.
- [2] F. Olivier, L. Olivieri, J. Neila, "Experimental study of thermal-energy performance of an insulated vegetal façade under summer conditions in a continental

- Mediterranean climate”. *Building and Environment*. No. 77. 28 de marzo 2014. 61-76 pp.
- [3] Q. Chen, B. Li, X. Liu, “An experimental evaluation of the living Wall system in hot and humid climate”. No. 61. Junio 2013. 298-307 pp.
- [4] K. Perini, A. Ottelé, A. L. A. Fraaij, E. M. Haas, R. Raiteri, “Vertical greening systems and the effect on air flow and temperature the building envelope”. No. 46. 11 de noviembre de 2011. 2287-2294 pp.
- [5] M. I. Touceda, F. Olivieri, J. Neila, “Energy efficiency of a pre-vegetated modular facade prototype”. *PLEA*. 2011. 733-738 pp.
- [6] LM35. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm35.pdf>. Consulta: mayo 2015
- [7] Product Specifications. HMZ-4333^a1. <http://www.fenghua.com/pdf/humidsensor/HMZ-433A1.pdf> consulta: mayo 2015
- [8] HFP01. Heat flux plate. http://www.hukseflux.com/product/hfp01?referrer=/product_group/heat-fluxsensors consulta: mayo 2015
- [9] INA 122. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina122.pdf>. Consulta: mayo 2015
- [10] Microchip. PIC 18F2455. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/39632c.pdf>. Consulta: mayo 2015
- [11] ATMEGA 1281. <http://www.atmel.com/images/doc2549.pdf>. Consulta: mayo 2015
- [12] XB RF Modules. <https://www.sparkfun.com/datasheets/Wireless/Zigbee/XBee-Datasheet.pdf>. Consulta mayo 2015.

7. Autores

C. Cesar Agustín Corona Patricio es alumno de la carrera de Automatización en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Querétaro. Actualmente cursa el 7mo semestre.

Ing. Cesar Alberto Dueñas Sosa es alumno de la carrera de Automatización en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Querétaro. Actualmente cursa el 8vo semestre.

Jesús Iván Castro Enríquez es alumno de la carrera de Automatización en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Querétaro. Actualmente cursa el 8mo semestre.

Ing. José Luis Avendaño Juárez es profesor de la Facultad de Ingeniería de la UAQ. Egresado de la carrera de Ing. Electrónica de la UAM Azcapotzalco.

Dr. Jorge Adán Sánchez Reséndiz es profesor de la Facultad de Ingeniería de la UAQ. Imparte cátedra en la Licenciatura de Arquitectura.

Dra. Francesca Olivieri es integrante del Departamento de Construcción y Tecnología Arquitectónica en la Escuela Técnica Superior de Arquitectura de la Universidad Politécnica de Madrid.

Dr. Eusebio JR Ventura Ramos es director de Vinculación Tecnología y Proyectos Especiales de la UAQ.

Mejora de la resolución espectral de un monocromador usando un controlador de micropasos

Ricardo Castro García

Universidad Autónoma de San Luis Potosí-Instituto de Investigación en Comunicación Óptica,
Av. Karakorum 1470, Lomas 4a., C.P. 78210, San Luis Potosí, SLP México, Teléfono: 8 25 01 83 ext. 116
rcastroga@conacyt.mx

Luis Felipe Lastras Martínez

Universidad Autónoma de San Luis Potosí-Instituto de Investigación en Comunicación Óptica,
Av. Karakorum 1470, Lomas 4a., C.P. 78210, San Luis Potosí, SLP México, Teléfono: 8 25 01 83 ext. 123
lflm@cactus.iico.uaslp.mx

Resumen

En este trabajo se presenta la implementación de un controlador de micropasos para un motor paso a paso (MPP) de 1.8° por paso para aumentar la resolución espectral de un monocromador en la rendija de salida de un nanómetro a un décimo de nanómetro. El MPP está acoplado mecánicamente a una barra sinusoidal que controla la posición angular de la rejilla de difracción del monocromador. La técnica de micropasos, consiste en que un MPP alcance posiciones intermedias entre un paso y un medio paso. De esta manera, en un motor de 1.8° por paso realizando 16 micropasos por paso se puede obtener movimientos de 0.1125° por micropaso. Configurando el modo de operación de un controlador de micropasos A4988 en avances de 16 micropasos por paso es posible aumentar la resolución del MPP de 1.8° por paso a 0.1125° por micropaso, lo que significa un aumento de la resolución espectral del monocromador de un nanómetro a un décimo de nanómetro. El control del monocromador se realiza mediante una interfaz

de usuario en una PC que se comunica mediante el puerto RS232 con un Arduino UNO, que controla a su vez al A4988.

Palabra(s) Clave(s): Arduino, A4988, micropasos, monocromador

1. Introducción

EL control por micropasos es una manera de mover el flujo del estator de un motor paso a paso (MPP) más suavemente que en los modos de pasos completos o medios pasos. El resultado de esta manera de controlar el flujo del estator del MPP es menor vibración, y hace posible que el avance de los pasos del motor sea imperceptible al oído humano por el bajo ruido que se puede llegar a alcanzar el cual es del orden de los 0 Hz. También hace que el ángulo por paso sea más pequeño y esto contribuye a un mejor control de la posición [1]. En muchas aplicaciones los micropasos incrementan el desempeño del sistema, y reducen la complejidad del sistema y su costo, esto comparado con alguna otra técnica de control de paso completo o medio paso. El control por micropasos puede ser utilizado para resolver problemas de ruido y resonancias, y para incrementar la exactitud y resolución de los pasos del motor [2].

En distintas técnicas espectroscópicas se requiere variar en forma continua la longitud de onda de la radiación electromagnética o fuente de luz en un rango espectral amplio. Este proceso se llama barrido del espectro; los monocromadores están diseñados para realizar este barrido espectral. Todos los monocromadores para radiación ultravioleta, visible e infrarroja son similares en cuanto a su construcción mecánica porque usan rendijas para la entrada de la radiación electromagnética, lentes, espejos, rejillas de difracción y rendijas para la salida del ancho de banda espectral. El monocromador es entonces un dispositivo óptico que permite, por medio de un mecanismo, seleccionar y transmitir una estrecha banda de longitudes de onda a partir de una fuente de luz que produzca una amplia gama de longitudes de onda.

La rejilla de difracción es un componente óptico con un patrón regular, que divide la luz en varias partes que viajan en diversas direcciones para posteriormente interferir en un

punto. La rejilla de difracción, es un elemento difractivo útil para analizar radiación electromagnética o fuentes luminosas, y está compuesto de un gran número de hendiduras paralelas igualmente espaciadas. Una rejilla de difracción es en general una pantalla que difracta la luz por medio de una gran cantidad de hendiduras paralelas equidistantes. La posición angular de la rejilla de difracción nos permite obtener un determinado ancho de banda espectral en la rendija de salida de un monocromador, esta posición angular es controlada mediante un MPP que esta acoplado mecánicamente mediante una barra sinusoidal. Es posible cuantificar la desviación de la luz como función de la orientación angular del elemento dispersor dentro del monocromador. Esta dependencia se puede expresar mediante:

$$d(\text{sen}\theta_m + \text{sen}\theta_i) = m\lambda \quad (1)$$

Donde m es un número entero que indica el orden de difracción de la luz, d es la separación entre las hendiduras de la rejilla de difracción y λ corresponde a la longitud de onda de la luz θ_i y θ_m corresponden a los ángulos de incidencia y reflexión respectivamente.

La longitud de onda deseada se controla mediante una interfaz de usuario realizada en Visual Basic la cual se comunica vía el puerto serial RS-232 con un Arduino UNO. La plataforma Arduino UNO, nos permite a su vez llevar a cabo la realización de las ordenes de control del A4988 en cuanto al sentido de giro, la velocidad de giro, así como también enviar información a la interfaz de usuario de que se ha llegado a una longitud de onda deseada, esto mediante la detección de un interruptor de final de carrera.

El presente trabajo está organizado como sigue, en la sección 2 se describe el problema a abordar así como la solución propuesta. En la sección 3 se muestran los

resultados obtenidos. En la sección 4 se discuten los resultados y finalmente en sección 5 se dan las conclusiones.

2. Desarrollo de la propuesta

2.1. Descripción del Monocromador

El elemento principal de este trabajo es un monocromador de la marca Jobin-Yvon modelo HR-460 en configuración óptica asimétrica Czerny-Turner [3] capaz de barrer espectralmente de 0 a 1300 nm con una rejilla de difracción de 1200 líneas/mm. Este sistema cuenta con una rendija de entrada con un rango de apertura horizontal de 0 a 3000 μm . Internamente el monocromador tiene un espejo que permite seleccionar el lado por el cual puede ingresar la radiación electromagnética, este puede rotar automáticamente. Una vez que ingresa la radiación electromagnética al monocromador esta incide primeramente en un espejo para colimar y reflejar la luz a la rejilla de difracción una rejilla de difracción de 1200 líneas/mm y por la otra cara una rejilla de difracción de 600 líneas/mm. Una vez que incide en la rejilla de difracción la luz dispersada por la rejilla incide en un espejo para enfocar la luz en la rendija de salida con un rango de apertura horizontal de 0 a 3000 μm (ver Fig. 1). Es en esta rendija en donde obtenemos el ancho de banda espectral de salida, que contendrá la longitud de onda deseada. Como no es posible tener una longitud de onda específica sino un ancho de banda espectral entonces la medición cuantitativa que se emplea para la longitud de onda deseada es el Ancho de Banda en el punto intermedio entre la línea base y el máximo, es decir el Ancho Total a la mitad de la Altura o Ancho total a la mitad del máximo, (FWHM, por sus siglas en inglés de Full Width at Half Maximum) (ver Fig. 2). Cuanto más estrecho sea el FWHM entonces el espectrómetro con el que se mida el ancho de banda en la salida de la rendija del monocromador será capaz de distinguir mejor dos longitudes de onda muy próximas como en el caso propuesto en el que se tienen incrementos de longitud de onda de tan pequeños como 0.1 nanómetros. Cabe señalar que hay también una dependencia del FWHM con las rendijas de entrada y salida, así como también de la longitud de onda bajo prueba.

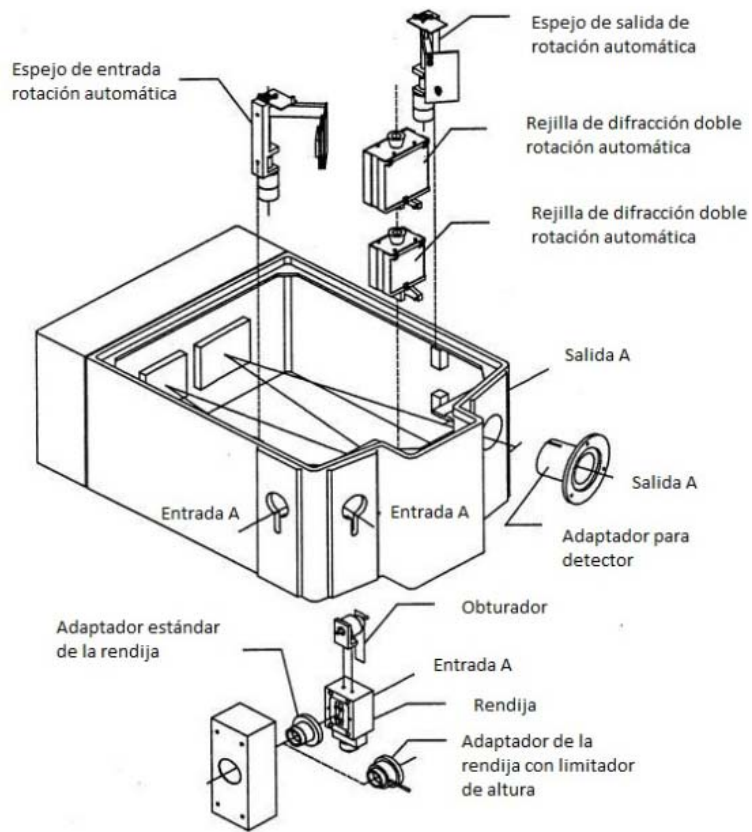


Fig. 1. Despiece del monocromador Jobin-Yvon HR460.

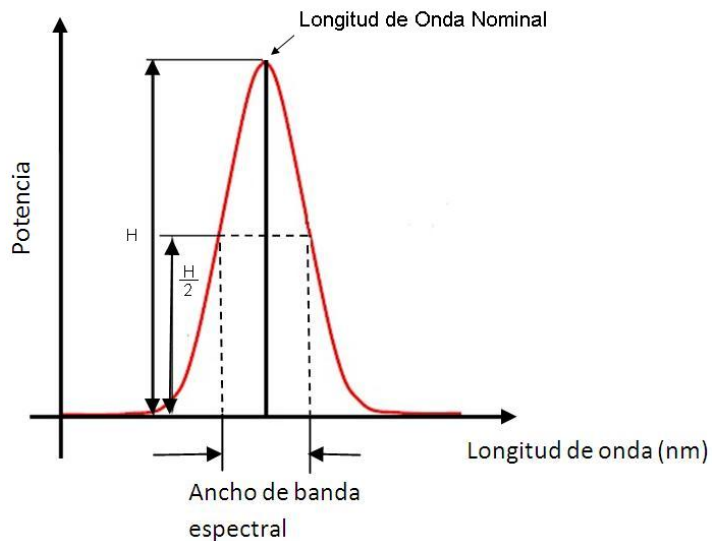


Fig. 2. Ancho de banda espectral obtenido en la rendija de salida del monocromador.

2.2. Motor paso a paso (MPP) y el circuito de control A4988

La posición angular de la rejilla de difracción nos permite obtener un determinado ancho de banda espectral en la rendija de salida del monocromador que contiene a la longitud de onda deseada. En el monocromador Jobin-Yvon la posición angular de la rejilla de difracción es controlada mediante un MPP que esta acoplado mecánicamente mediante una barra sinusoidal, la que permite que cuando el MPP gire en una dirección determinada el mecanismo de la barra sinusoidal cambie la posición angular de la rejilla de difracción (ver Fig. 3).

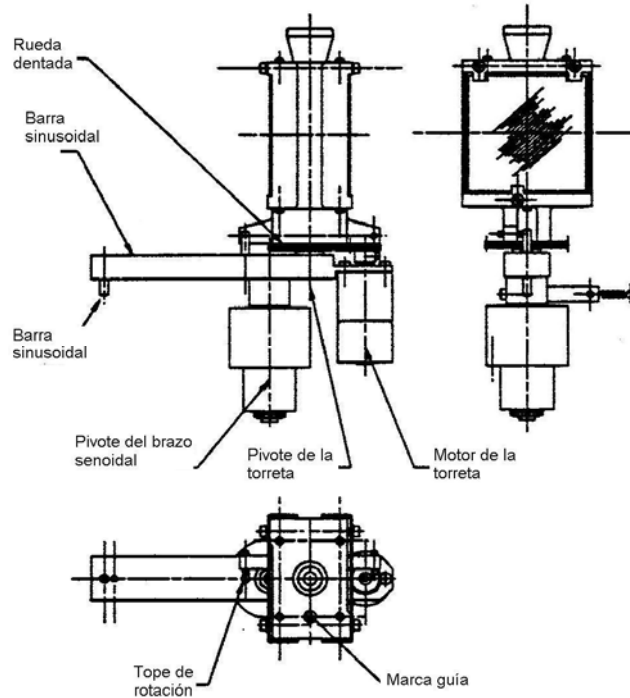


Fig. 3. Barra sinusoidal.

Los MPP son máquinas eléctricas controladas por una secuencia de pulsos, y proporcionan giros en ángulos discretos. Este tipo de motores son ideales para la construcción de mecanismos para los que se requieren movimientos muy precisos. La característica principal de los MPP es que pueden ser movidos un paso a la vez por

cada pulso que se le aplique, es decir para nuestro motor de 1.8° se requieren 200 pulsos para completar un giro completo de 360° . Estos motores poseen la capacidad de quedar enclavados en una posición si sus bobinas se desenergizan o bien girar continuamente si se le introduce una secuencia repetitiva de pulsos. Las principales características del MPP son, voltaje de operación 12 V, número de bobinas 2 y 1.8° /paso (ver Tabla 1).

MPP Bipolar Shinano Kenshi SST43D2045	
Voltaje de operación	12 V
Corriente por fase	0.5 A/fase
Número de pasos	200
Ángulo de paso	1.8° /paso
Número de bobinas	2

Tabla 1. Características del MPP.

Para realizar el control de la secuencia de pulsos enviada al MPP se utiliza un A4988 diseñado por Allegro Microsystems y es comercializado en una tarjeta lista para usarse por Pololu Robotics & Electronics (ver Fig. 4). El A4988 es un controlador completo de micropasos de fácil operación con mínimas líneas de control. Está diseñado para controlar motores bipolares paso a paso en modos de paso completo, medio paso, cuarto de paso, octavo de paso y dieciseisavo de paso. A continuación se describe brevemente cada una de las terminales utilizadas del A4988 [4]. La entrada activa a nivel bajo ENABLE enciende o apaga todas las salidas FET. Las entradas MS1, MS2 y MS3 configuran el modo de operación del MPP (ver Tabla 2).

MS3	MS2	MS1	Resolución de micropasos	Modo de excitación
0	0	0	Paso Completo	2 fases
0	0	1	Medio Paso	Fase 1-2
0	1	0	Cuarto de Paso	Fase W1-2
0	1	1	Octavo de Paso	Fase 2W1-2
1	1	1	Dieciseisavo de Paso	Fase 4W1-2

Tabla 2. Modos de operación del MPP con el A4988.

Las entradas activas a nivel bajo RESET y SLEEP permiten ir a una posición de inicio y ahorro de energía respectivamente, cuando el MPP no se esté utilizando. Estas dos entradas se dejan sin conexión en el circuito implementado. La entrada STEP le indica al controlador A4988 que avance un paso el motor a una determinada frecuencia establecida por el software escrito en la plataforma Arduino UNO. La entrada DIR determina la dirección de rotación del motor. Las salidas 1A, 1B, 2A y 2B son salidas FET para las bobinas del MPP. El circuito impreso realizado para el montaje del A4988 así como el circuito de conversión de niveles RS232 a TTL para la comunicación serial PC-Arduino UNO fueron diseñados en Eagle 7.1.0 (ver figuras 5 y 6).

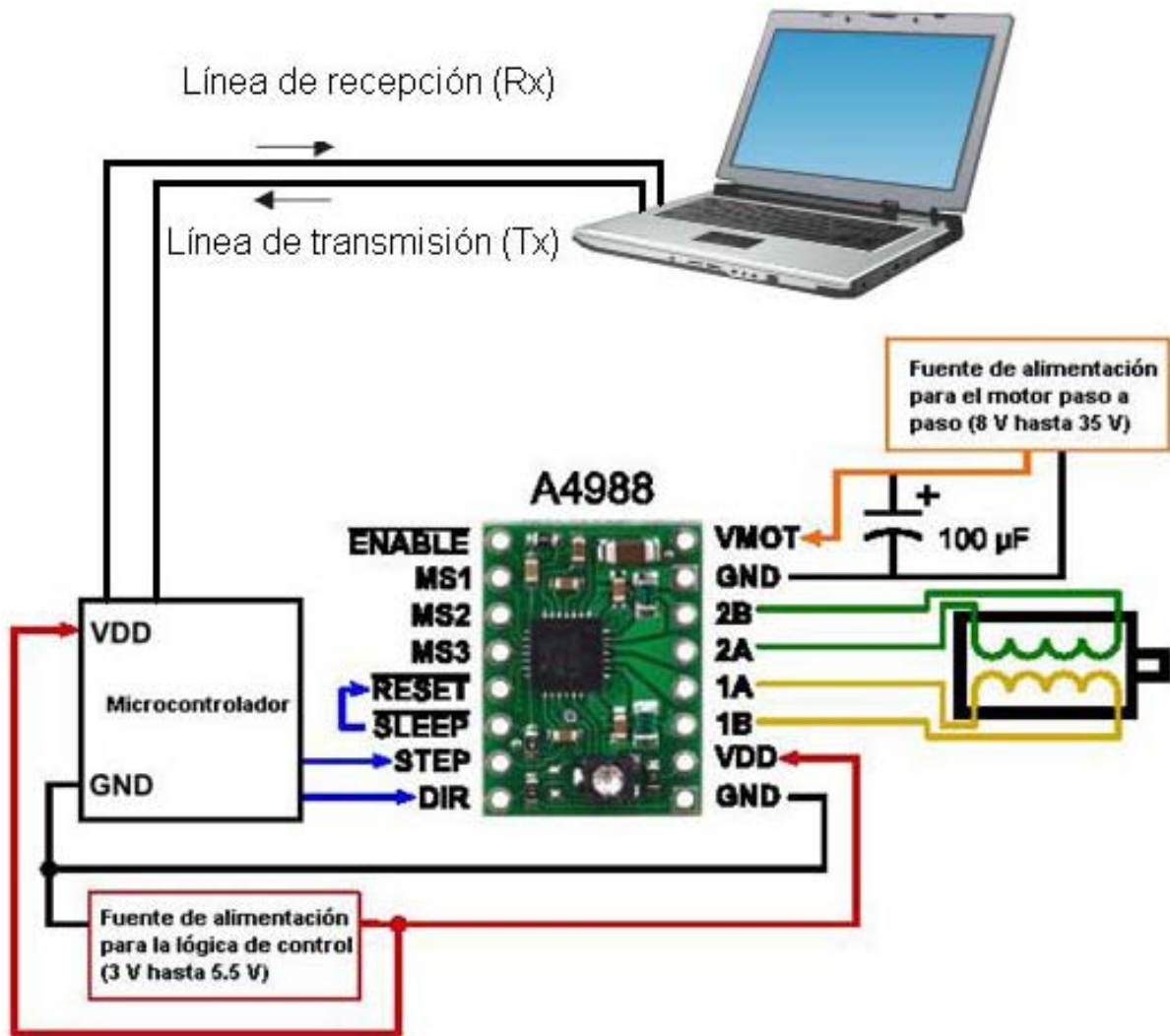
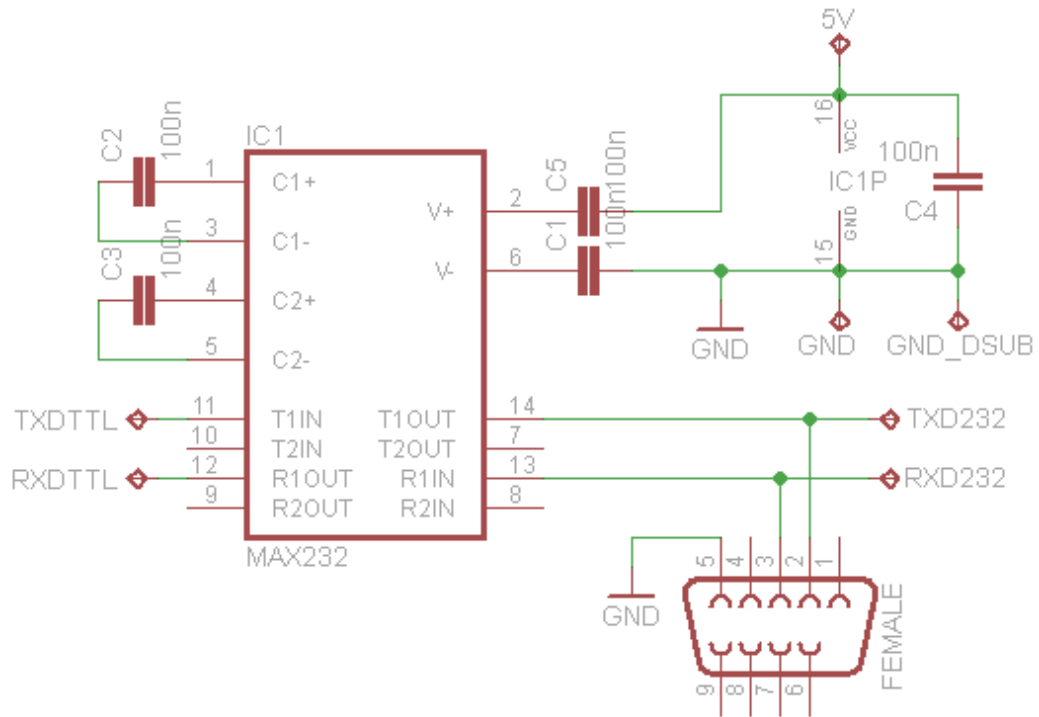


Fig. 4. Esquema de conexión del A4988 con un MPP, un microcontrolador y una PC.

a)



b)

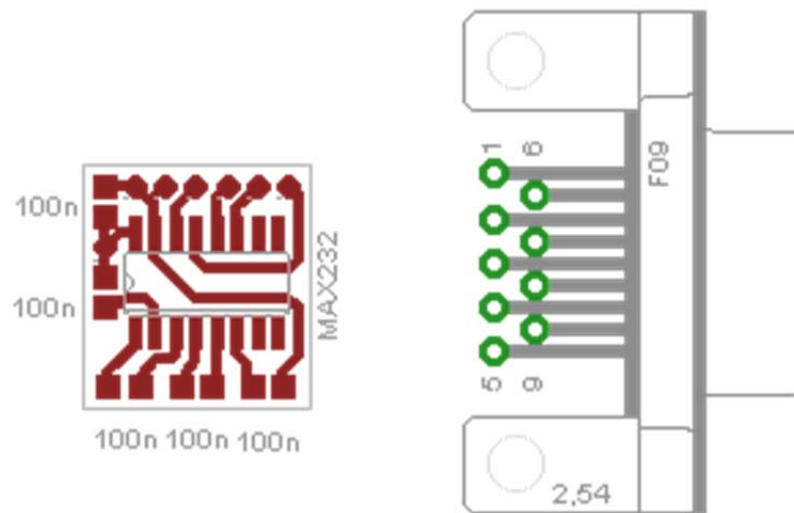


Fig. 6. a) Circuito electrónico del RS232 b) PCB para el montaje del RS232.

2.3. Software de control para el A4988 con Arduino UNO

El avance, paro, sentido de giro, velocidad de giro y la resolución de los pasos del MPP es controlado por el A4988, este recibe las órdenes de provenientes del Arduino UNO el que, a su vez recibe por el puerto RS-232 instrucciones que son introducidas por medio de la interfaz de usuario en la PC, como lo son inicializar el monocromador, movimiento gradual del monocromador y movimiento relativo (ver figura 7).

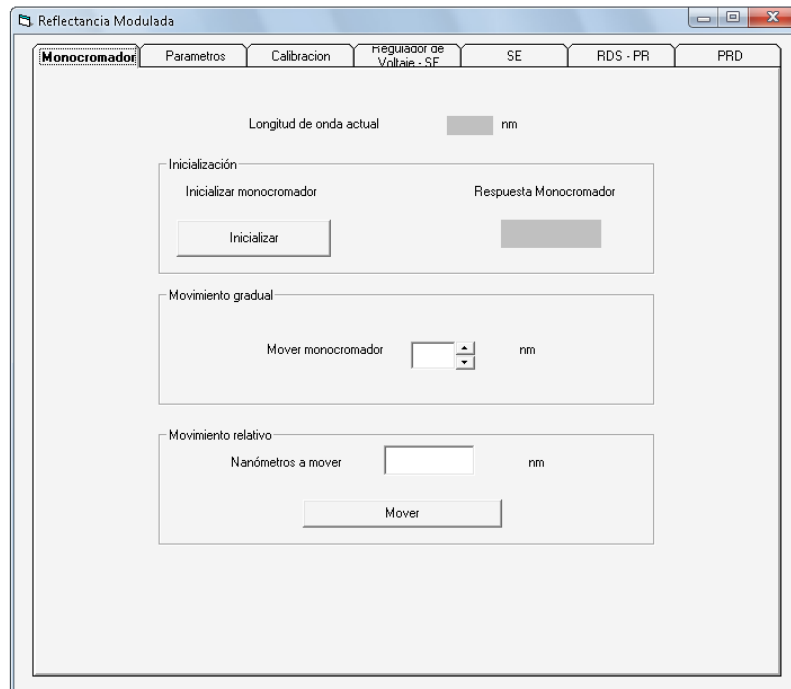


Fig. 7. Interfaz de usuario en VB6.

El código generado en para el Arduino UNO podemos dividirlo en 3 secciones principales, la primera de ellas se encarga de inicializar las constantes y variables a utilizar en todo el programa, es aquí en donde renombramos para mayor claridad en el programa los pines del Arduino, por ejemplo botonPin=8 indica que el pin 8 del Arduino se llamara de ahora en adelante botonPin. Aquí también se definen los pines que van a enviar las señales de control al A4988, por ejemplo msuno=2 indica que el pin 2 del Arduino se usara como la señal de control msuno del A4988 (ver figura 8a).

La segunda sección del código corresponde a la rutina de configuración (ver figura 8b), en esta sección se configuran los pines del Arduino como entradas o salidas también se inicializa la comunicación serial en este caso a 9600 baudios.

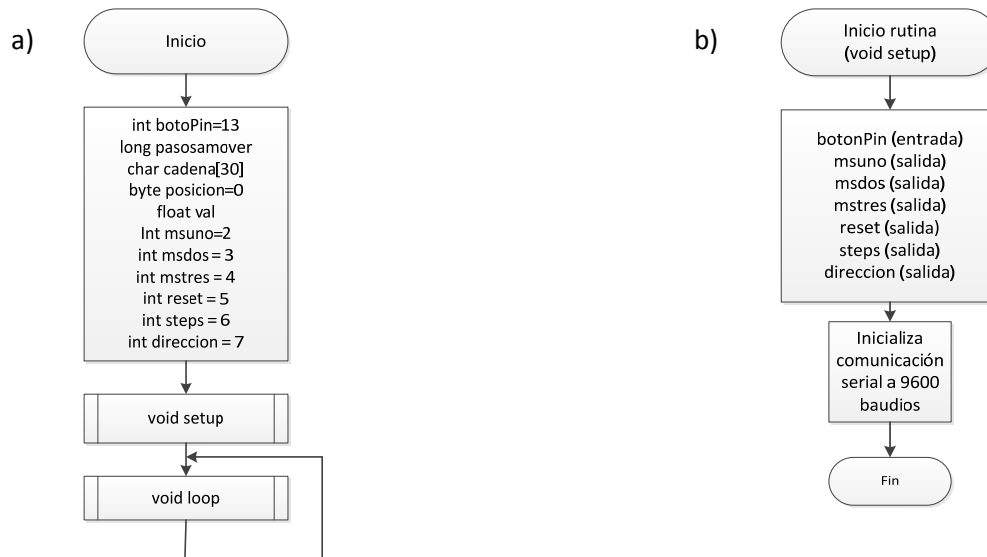


Fig. 8. a) Declaración de variables a usar en el Arduino uno. b) configuración de los pines del Arduino como entrada y salida y inicialización de la comunicación serial.

La tercera sección del código corresponde al lazo infinito necesaria en todo programa realizado para la plataforma Arduino UNO, como su nombre lo indica esta parte del código se va a repetir indefinidamente (ver figura 9).

En la rutina de lazo infinito se le ordena al Arduino UNO que pregunte si está disponible el puerto serial RS232, y si es que está disponible, pregunte si ha llegado algún dato al puerto, si llego un dato al puerto, entonces determinar que subrutina debe ejecutar si, la inicialización del monocromador o si debe moverse determinada cantidad de nanómetros en una dirección o en otra.

Cuando se recibe por el puerto serial un carácter 'A', en este caso el Arduino UNO interpreta esta orden como la inicialización del monocromador y mediante una subrutina, llamada inicmotor, (ver figura 10), envía las señales de control al A4988

para mover el MPP en la dirección de las manecillas del reloj hasta que se llegue al final de carrera cuya señal es detectada por el botonPin.

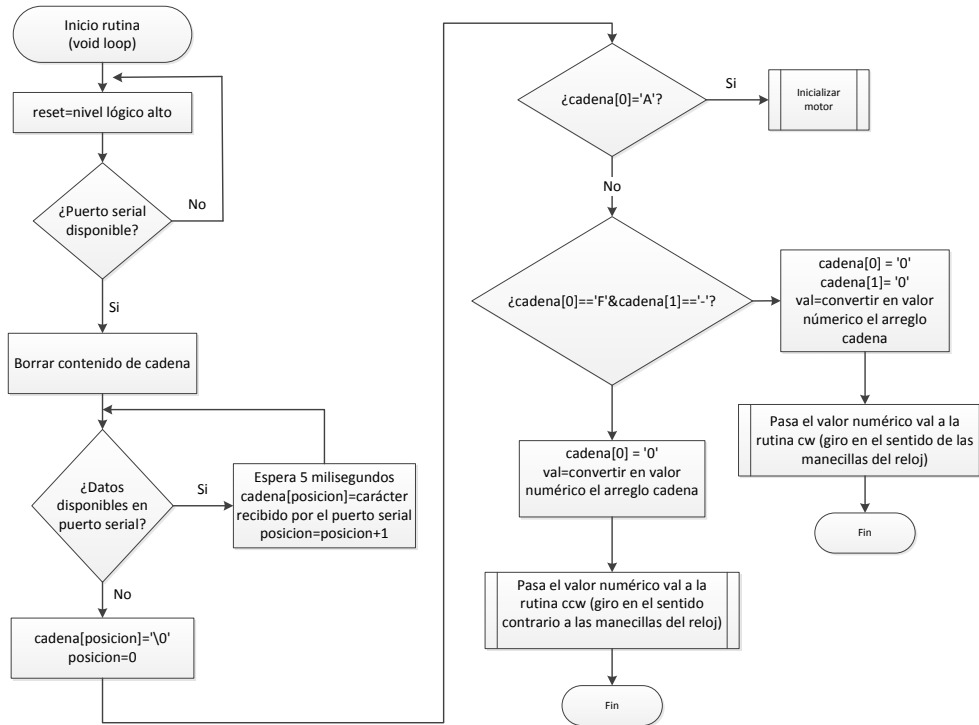


Fig. 9. Rutina de lazo infinito en Arduino.

Si el dato recibido en el puerto serial tiene la forma “F-Valor de longitud de Onda deseada”, por ejemplo ‘F-670’, F le indica al Arduino UNO que se va a mover el monocromador a una longitud de onda, el signo negativo indica que el movimiento va ser en la dirección de las manecillas del reloj por lo tanto se llama a la subrutina cw (ver figura 11a), por ejemplo suponiendo que nos encontramos en 1300 nm entonces ‘F-670’ indica que deseamos movernos a la longitud de onda de 630 nm, esto es la longitud de onda deseada es igual a la diferencia entre 1300 nm y 670 nm debido a que el movimiento programado en la interfaz de usuario es relativo y no absoluto.

Si el dato recibido en el puerto serial tiene la forma “F Valor de longitud de Onda deseada”, por ejemplo, ‘F670’, F le indica al Arduino UNO que se va a mover el monocromador a una longitud de onda, en este caso al no llevar signo negativo esto

indica que el movimiento va ser en la dirección contraria al movimiento de las manecillas del reloj, por lo tanto se llama a la subrutina ccw (ver figura 11b), por ejemplo suponiendo que nos encontramos en 630 nm entonces 'F670' indica que deseamos movernos a la longitud de onda de 1300 nm, esto es, la longitud de onda deseada es igual a la suma entre 670 nm y 630 nm debido a que el movimiento programado en la interfaz de usuario es relativo y no absoluto.

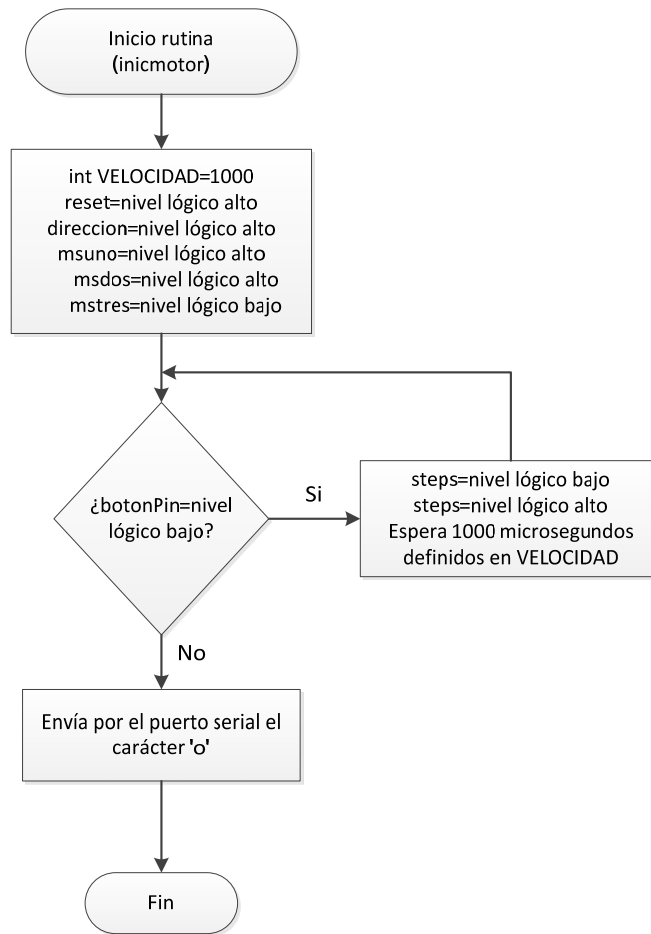


Fig. 10. Subrutina de inicialización del monocromador.

2.4. Interfaz de Usuario en Visual Basic 6.0

El software generado en VB6 para el control del monocromador está compuesto por dos subrutinas, la primera nos permite inicializar el monocromador, y la segunda permite realizar el movimiento del monocromador a una longitud de onda deseada. El monocromador es parte de la configuración óptica de un instrumento que permite caracterizar propiedades ópticas de materiales semiconductores, por lo que también es posible realizar un barrido espectral del monocromador para realizar mediciones dentro de un experimento determinado como puede ser Reflectancia Diferencial o Elipsometría.

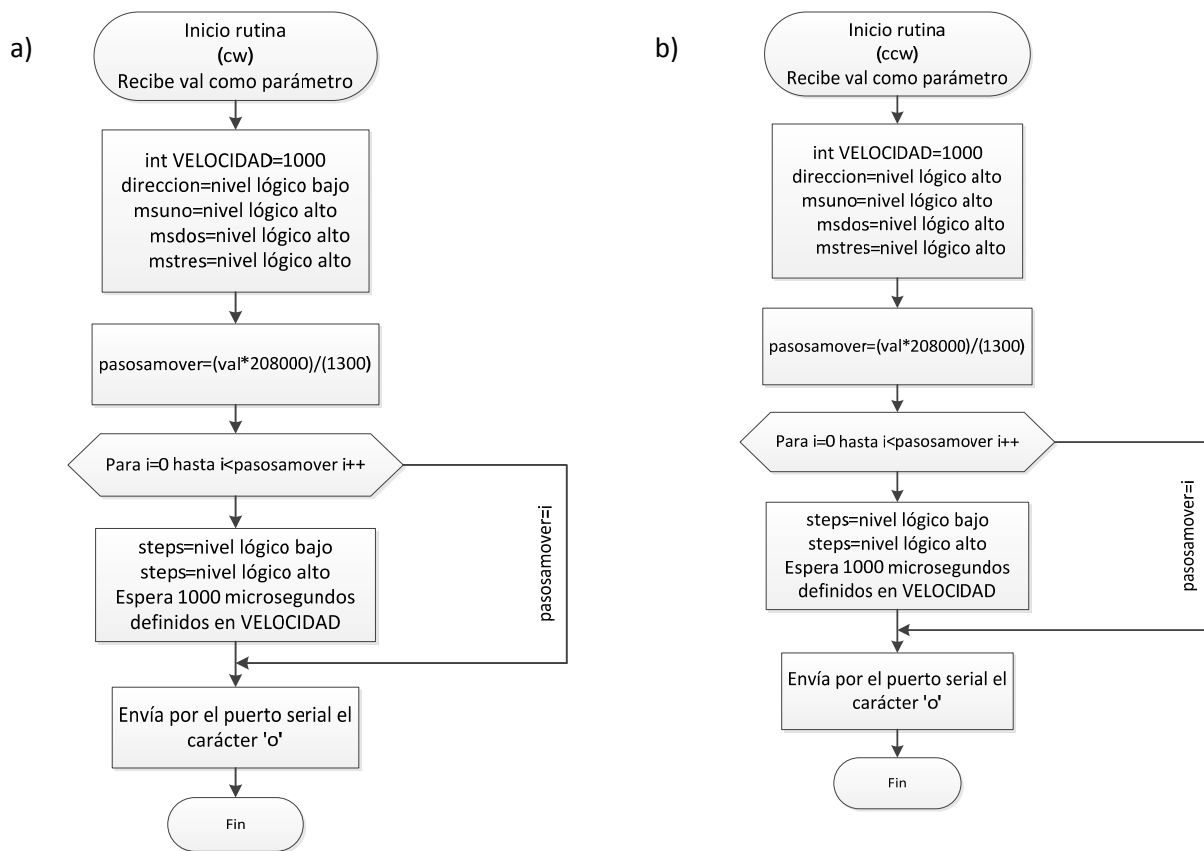


Fig. 11. a) Rutina cw (giro en el sentido de las manecillas del reloj). b) Rutina ccw (giro en sentido contrario al de las manecillas del reloj).

En la subrutina de inicialización se envía por el puerto RS232 el carácter “A”, el cual el software en Arduino UNO va a reconocer como el comando para mover el MPP a una

posición de inicio, en este caso a 1300 nm, y detectar mediante el final de carrera que ha llegado a esta posición, por lo que la subrutina de inicialización del monocromador en VB6 queda a la espera de una respuesta por el RS232 del Arduino UNO el cual debe enviar el carácter “o” para indicarle a la subrutina en VB6 que despliegue en la interfaz de usuario en la PC que se ha llegado a la posición de inicialización del monocromador (ver figura 12a).

En la subrutina para mover el monocromador se envía por el puerto RS232 de la PC un comando en la forma “F Valor de longitud de Onda deseada”, por ejemplo ‘F-670’, F indica que deseamos mover el monocromador, el signo negativo indica que el movimiento será en la dirección de las manecillas del reloj, el valor 670 es la cantidad a restar de la posición actual del monocromador, por ejemplo si el monocromador se encuentra en la posición de 1300 nm entonces, la longitud deseada es la diferencia entre 1300 nm y 670 nm por lo que la posición final será de 630 nm (ver figura 14). El cálculo de los pasos necesarios para moverse a esa posición los realiza internamente el software generado en Arduino UNO mediante la expresión:

$$\text{pasosamover}=(\text{val}*208000)/1300 \quad (2)$$

Una vez que se alcanzo la longitud de onda deseada, el Arduino UNO envía por el RS232 el carácter “o” para indicarle a la subrutina en VB6 que despliegue en la interfaz de usuario en la PC que se ha llegado a la posición de longitud de onda deseada del monocromador.

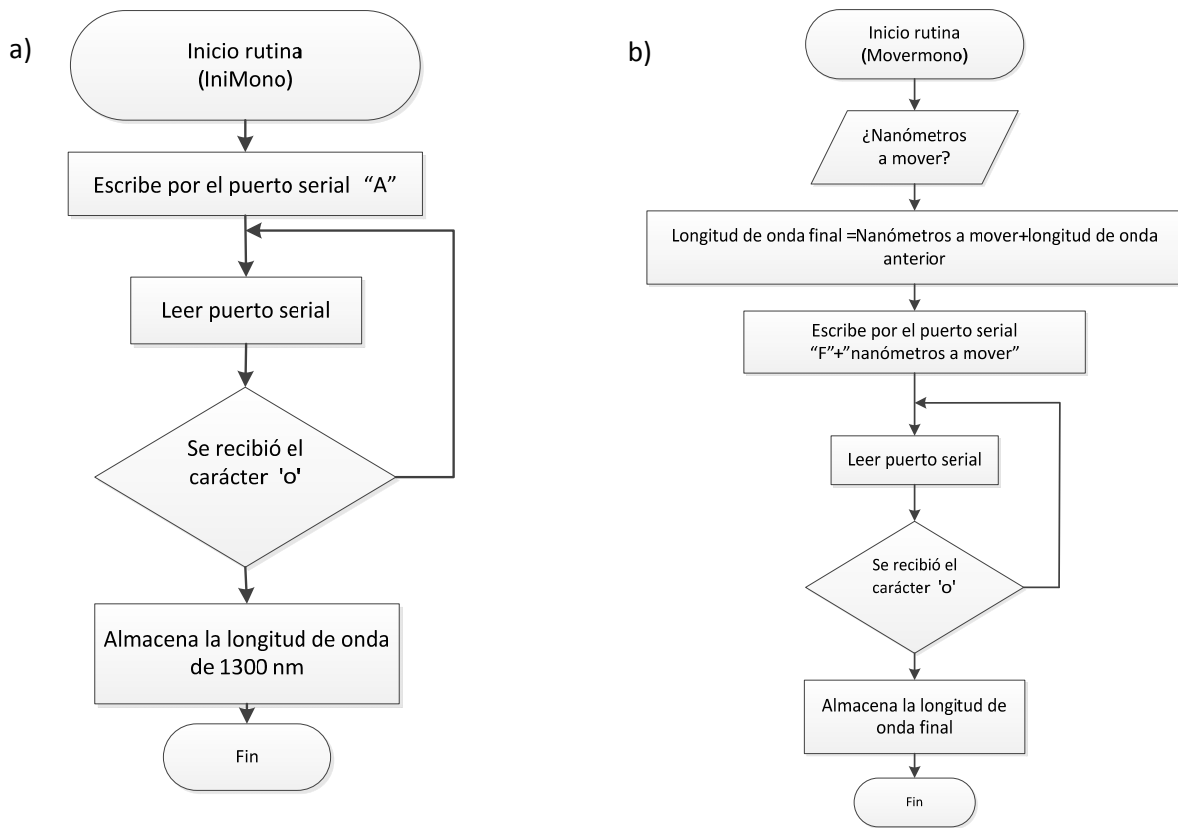


Fig. 12. a) Rutina para inicializar el Monocromador.

b) Rutina para mover el monocromador.

3. Resultados

La medición del ancho de banda espectral en la rejilla de salida del monocromador se realizó usando un espectrómetro HR4000 de la empresa Ocean Optics. Usando la interfaz de usuario se inicializó el monocromador, posteriormente se seleccionó mover el monocromador a 632 nm, en este punto se llevo a cabo la medición del ancho de banda espectral en la salida del monocromador; forma de línea en color negra, posteriormente se movió a 632.1 nm y se obtiene un nuevo ancho de banda que esta desplazado 0.1 nm respecto a 632 nm; forma de línea en color rojo, finalmente se cambio a la longitud de onda de 634 nm en incrementos de 0.1 nm; forma de línea en color azul, (ver figura 13a).

Como se comentó anteriormente se realizó un barrido espectral de 2 nm de ancho partiendo de 632 nm y terminando en 634 nm con incrementos de 0.1 nm, este se registro con el espectrómetro y se puede observar que la separación entre un espectro y otro permanece constante por lo que podemos concluir que hay una buena reproducibilidad de los movimientos del MPP en el monocromador (ver figura 13b).

4. Discusión

El valor FWHM es obtenido con el análisis de picos de OriginPro 8 SR0 para el caso de la longitud de onda deseada de 632 nm es de 631.859 por lo que el porcentaje de error relativo es de 0.022% (ver figura 14a). El error obtenido puede en parte atribuirse a la apertura de las rendijas de salida y entrada que en este caso se encuentran abiertas a 1 mm. Cerrando más las rendijas podemos obtener mayor resolución en el ancho de banda espectral, sin embargo por la eficiencia cuántica del espectrómetro este trabaja en forma óptima en la longitud de onda que se selecciono en 632 nm.

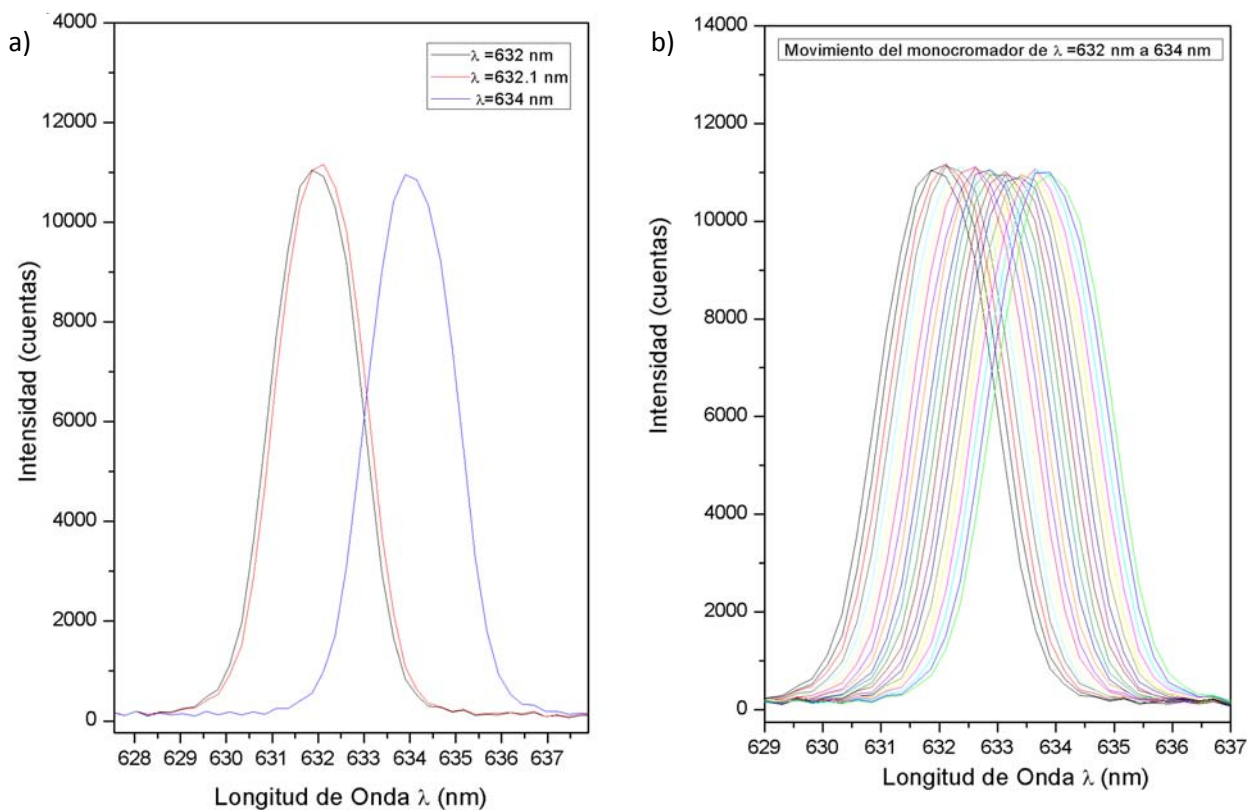
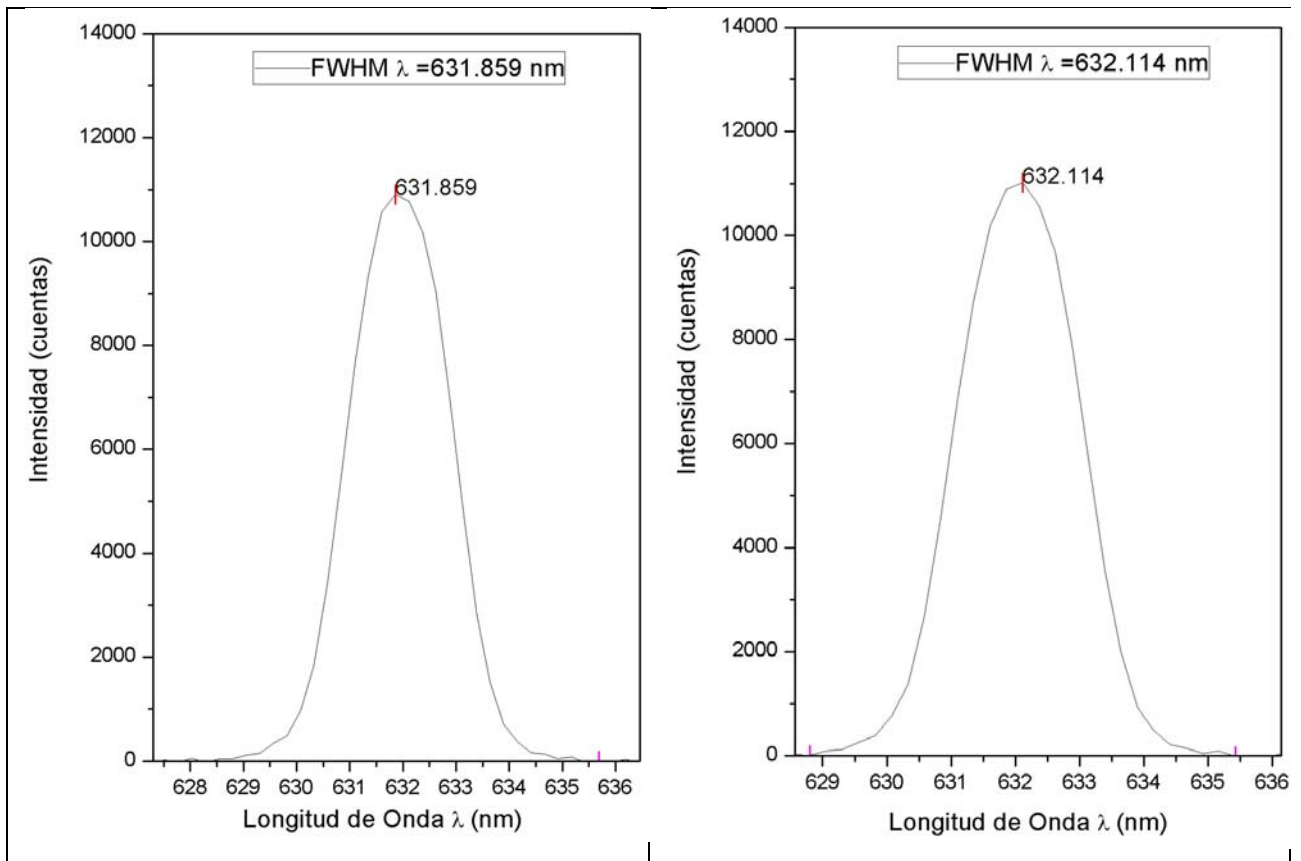


Fig. 13. a) Ancho de banda espectral en la rendija de salida del monocromador.

b) Ancho de banda espectral en la rendija de salida del monocromador para un barrido de 632 nm a 634 nm con incrementos de 0.1 nm.

El valor FWHM obtenido para el caso de la longitud de onda deseada de 632.1 nm es 632.114 nm por lo que el porcentaje de error relativo es de 0.018% (ver figura 14b). Nuevamente el error puede en parte atribuirse a la apertura de las rendijas de salida y de entrada que en este caso se encuentran abiertas a 1 mm.



**Fig. 14. a) FWHM para la longitud de onda de 632 nm.
b) FWHM para la longitud de onda de 632.1 nm.**

5. Conclusiones

En este trabajo se consiguió aumentar la resolución de un monocromador mediante la implementación de la plataforma Arduino UNO con un controlador de micropasos A4988 de una de una manera muy versátil y económica. El interés de aumentar la resolución del monocromador radica en que en el estudio de las propiedades ópticas de materiales semiconductores se ha observado que existen fenómenos ópticos que solo es posible estudiar en longitudes de onda muy cercanas entre ellas es por ello que tener la capacidad de avanzar en decimos de nanómetros para incrementar la

resolución espectral de los estudios llevados a cabo usando las técnicas de Reflectancia Diferencial o Elipsometría de las cuales es parte de la configuración óptica el monocromador promete la obtención de nuevos resultados en el campo del estudio de las propiedades ópticas de materiales semiconductores.

6. Referencias

- [1] Industrial circuits application note: Microstepping. Techniccal Reports. Eriksson Inc. March 1998.
- [2] William H. Yeadon y Alan W, Yeadon, Handbook of Small Electric Motors. 2001. McGraw-Hill.
- [3] HR 460 User Manual. Jobin-Ivon. Francia. 1993.
- [4] A4988 Datasheet. Allegro Microsystems. USA. 2011.

7. Autores

Dr. Ricardo Castro García es Doctor en Ciencias Aplicadas por la Universidad Autónoma de San Luis Potosí actualmente es Catedrático-CONACyT comisionado al Instituto de Investigación en Comunicación Óptica.

Dr. Luis Felipe Lastras Martínez es Doctor en Ciencias Físicas por la Universidad Autónoma de San Luis Potosí actualmente es Profesor-Investigador en el Instituto de Investigación en Comunicación Óptica.

Efectos de holgura de una banda trapezoidal de acoplamiento de un sistema electromecánico sobre magnitudes mecánicas y eléctricas

Jorge Iván Ramírez López

Universidad Autónoma del Carmen, Departamento de Ingeniería Electrónica, Ciudad del Carmen
Campeche, C.P. 214115, México

Efraín Ramos Buenfil

Universidad Autónoma del Carmen, Departamento de Ingeniería Electrónica, Ciudad del Carmen
Campeche, C.P. 214115, México

Marco Antonio Rodríguez Blanco

Universidad Autónoma del Carmen, Departamento de Ingeniería Electrónica, Ciudad del Carmen
Campeche, C.P. 214115, México
marblanco73@hotmail.com

Javier Torres Jurado

Universidad Autónoma del Carmen, Departamento de Ingeniería Electrónica, Ciudad del Carmen
Campeche, C.P. 214115, México

Resumen

En este artículo se investiga la holgura de una correa trapezoidal de un sistema de acoplamiento sobre las magnitudes eléctricas y mecánicas de un sistema impulsado por un motor de inducción. Las magnitudes mecánicas en cuestión son la posición angular, la velocidad mecánica sobre los ejes de acoplamiento y sobre magnitudes eléctricas que son la corriente del estator estudiada con el análisis espectral. Para las magnitudes mecánicas se lleva a cabo un análisis transitorio al arranque del motor y para las corrientes del estator se realiza un análisis en estado estable. Los resultados

experimentales se llevan a cabo utilizando un banco de pruebas instrumentado y la condición de libre y bajo falla es considerada utilizando una polea tensora.

Palabra(s) Clave(s): banco de pruebas, diagnóstico de fallas, posición angular, RPM

1. Introducción

Muy a menudo en las plantas industriales los sistemas electromecánicos son elementos críticos que proporcionan la calidad de los productos y garantizan la operatividad en los procesos. La falla de alguno de ellos puede provocar problemas de seguridad o inesperados paros de producción. El desarrollo eficiente de métodos de control para las máquinas eléctricas y transmisión son necesarios para optimizar el mantenimiento.

Estudios recientes [1] se han centrado principalmente en el diagnóstico de los fallas relativas a los motores eléctricos, tales como fallas de rodamientos [2] - [7], fallas de rotor [8] - [11] o fallas de embobinado [12] - [14]. Algunas investigaciones también se han hecho en el monitoreo de las condiciones de elementos de acoplamiento, tales como engranajes [15] - [16], que son partes críticas como la cadena de transmisión de energía. Sin embargo, poca atención se ha puesto al monitoreo del estado de los elementos externos, como las poleas [17].

Las correas trapezoidales o correas en “V” se emplean ampliamente en aplicaciones industriales tales como ventiladores, bombas, compresores, etc. Este amplio uso se debe principalmente a sus beneficios, tales como su alta eficiencia, la no necesidad de ejes de alineación, su tolerancia a la desalineación y su bajo costo [18]. Sin embargo, los sistemas de polea están sujetos a desgaste y fatiga mecánica y por lo tanto puede perder sus propiedades mecánicas. La holgura de la correa es un modo importante de fallas que aumenta el deslizamiento de la correa y por lo tanto acelera el proceso de desgaste del sistema de transmisión. Esto es causado por una pérdida de tensión que puede ser causada por una variación de la distancia entre los ejes del motor y la carga o también por el desgaste de correas y poleas. El peor de los casos, es cuando las bandas se deterioran tanto que pueden provocar graves daños en las poleas, así como

también un deslizamiento crítico entre el motor y la ruptura de las bandas [19] - [20]. En este trabajo se estudia los efectos que la holgura de la banda en un sistema impulsado por un motor de inducción (MI) provoca en cuanto a la corriente armónica y a la velocidad en cada uno de las poleas de transmisión.

Primero, el sistema experimental se compone de un motor de inducción, un sistema de transmisión por correa-polea, una carga y se experimenta los efectos del fenómeno de holgura en las correas. En segundo lugar, se analiza la corriente espectral del motor en condición saludable y en condición bajo falla. Por último, se analiza la posición y velocidad de las poleas para analizar los efectos de la holgura en el estado transitorio tanto para el estado libre de falla y bajo falla.

2. Desarrollo

La infraestructura del banco de pruebas utilizado en este trabajo se puede dividir en dos, la parte mecánica y la parte electrónica.

A. Acoplamiento mecánico

El banco de pruebas está constituido por: un MI jaula de ardilla con un par de polos, potencia y velocidad nominal de 0.55 kW y 1800 rpm respectivamente; un sistema de transmisión compuesto de dos poleas con diámetros de 4 pulgadas y correa trapezoidal con una longitud de 1600 mm; una máquina de corriente continua para emular la carga del MI; una polea tensora con dos posiciones para emular el estado libre de falla y bajo falla. En la Fig. 1 se muestra el sistema experimental.

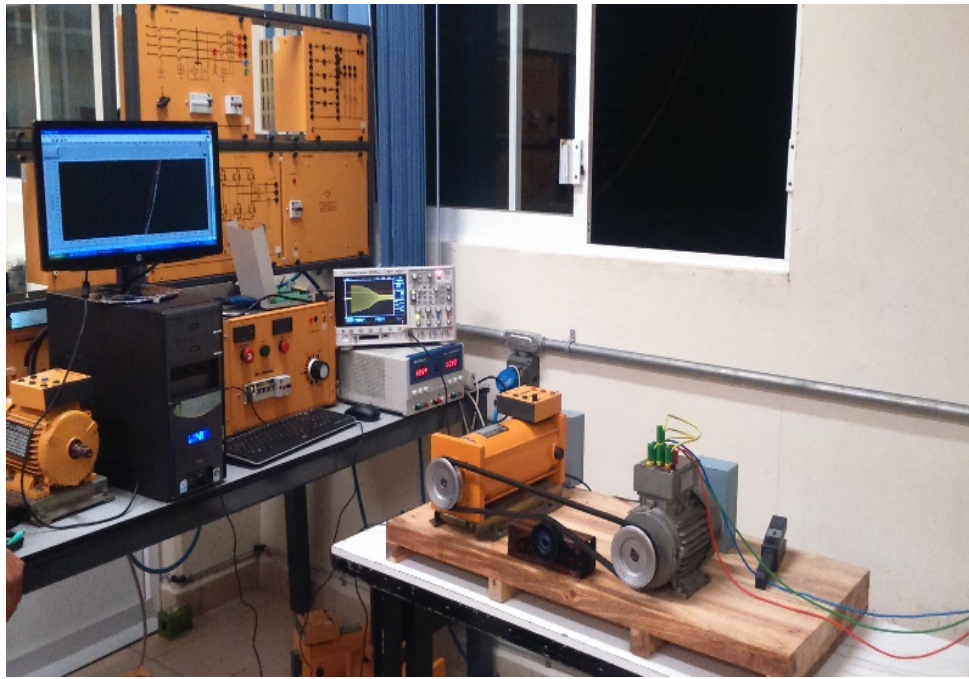


Fig. 1. Banco de pruebas experimental.

Una de las condiciones necesaria en el banco de pruebas es hacer que las poleas de acoplamiento sean del mismo diámetro lo cual físicamente es imposible por lo que se necesitó compensar la velocidad mediante un offset de velocidad. Otra condición necesaria es lograr un tensado correcto para emular la condición libre y bajo falla dado que una holgura excesiva puede provocar que la correa se salga de las poleas y por otro lado un tensado excesivo provoca calentamiento sobre la correa-polea. Es importante mencionar que también un mala alineación también agrega calentamiento a la correa-polea.

B. Instrumentación electrónica

Para la medición de la corriente del estator del MI se utilizó un punta de prueba de corriente de efecto hall marca FLUKE (80i-110s CA/DC) y su análisis espectral se realizó con la función matemática (FFT) del osciloscopio de marca AGILENT (DSOX2024A). Con respecto a la medición de la velocidad se utilizó dos encoders incrementales marca YUMO (COM-11102) de 1024 pulsos/revolución acoplados en las flechas de la parte trasera de los motores lo cual permite una mejor sensibilidad a la

variación de la posición angular. Las señales de los *encoders* fueron procesadas en el software de LabVIEW® a través de una tarjeta de adquisición de datos DAQ (PCI 6024E) los pulsos de entrada digitales fueron procesados para determinar la posición angular y esta última fue derivada numéricamente para obtener la velocidad. El programa de LabVIEW® muestra gráficamente tanto la posición como la velocidad en distintos gráficos para mejor comparación de las variables en el motor de C.D. y C.A. En la Fig. 2 se muestra el esquemático instrumentado.

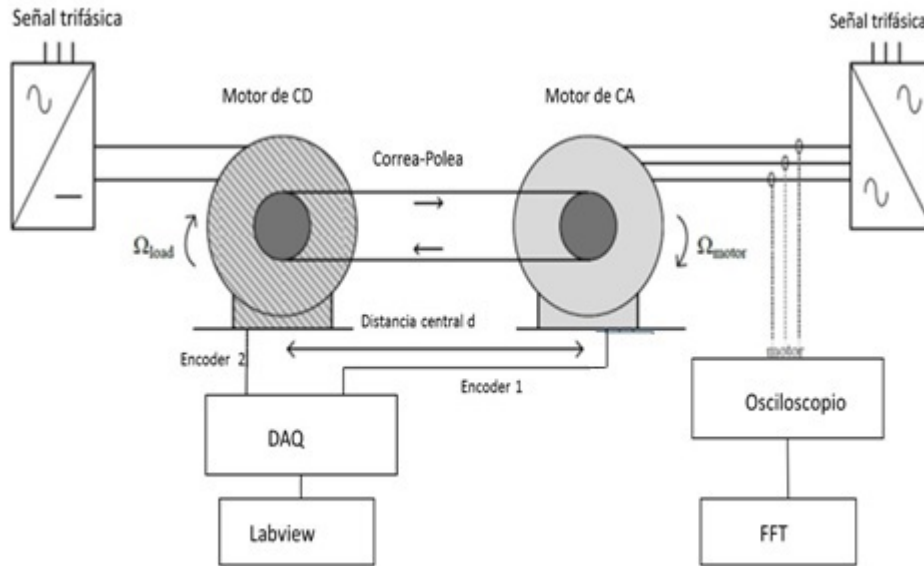


Fig. 2. Esquemático experimental instrumentado.

C. Consideraciones mecánicas

El deslizamiento absoluto de las bandas S_{Ω} se calcula a partir de la velocidad del motor Ω_{motor} y la relación de transmisión R_t a partir de la velocidad de la carga Ω_{load} tal como se muestra en la siguiente expresión:

$$S_{\Omega} = \Omega_{motor} - R_t * \Omega_{load} \quad (1)$$

Por otra parte, el deslizamiento relativo S_{Ω} se define como:

$$S_{\Omega} = \left(\frac{S_{\Omega}}{\Omega_{MOTOR}} \right) * 100\% \quad (2)$$

Las mediciones se realizaron para dos condiciones de operación con las siguientes características:

Libre de falla: Correa correctamente tensada y alineada según la normatividad BS 3790.

Bajo falla: Correa con ligera tensión, mala alineación, calentamiento excesivo en correas y contaminada con aceite lubricante.

Las correas trapezoidales o correas en "V" trabajan a partir del contacto que se establece entre los flancos laterales de la correa y las paredes del canal de la polea. Tal como se muestra en la Fig. 3.

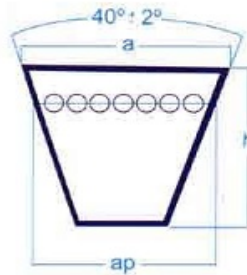


Fig. 3 Correa Trapezoidal.

Donde

a es el ancho de la cara superior de la correa

h es la altura o espesor de la correa

ap es el denominado ancho primitivo de la correa

Las correas trapezoidales trabajan en condiciones óptimas cuando lo hacen a velocidades lineales dentro del rango de los 20-22 m/s. Estas correas no deben trabajar a velocidades superiores de los 30 m/s, dado que la elevada fuerza centrífuga que se

genera terminaría sacando la correa de la ranura de la polea. Por otro lado, si funcionan a velocidades más baja también necesitarían un proceso de equilibrio estático para conseguir un trabajo más óptimo. La longitud de una correa se mide montada sobre poleas y convenientemente tensada. En esta situación la longitud que desarrolla una correa varía en función de la línea de referencia de la sección que se toma para realizar la medición. La longitud primitiva L_p está determina por la siguiente expresión:

$$L_p = 2E + \pi d \quad (3)$$

Así, se denomina longitud primitiva de la correa L_p a la que resulta de realizar la medición de su longitud a la altura del ancho primitivo ap de la sección. Como se muestra en la Fig. 4.

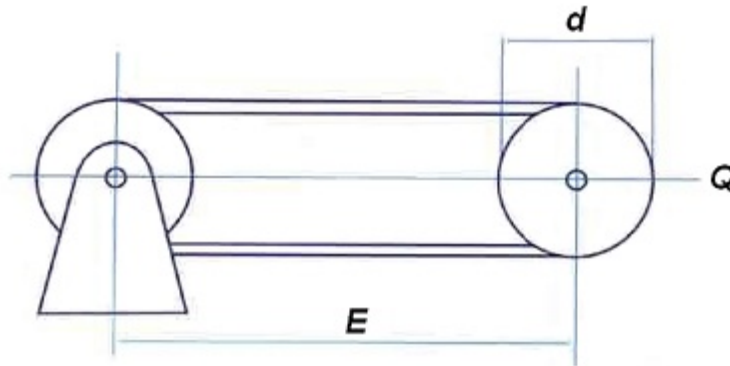


Fig. 4. Tensado de la correa de transmisión.

Donde:

E es la distancia entre ejes de las poleas

d es el diámetro primitivo de las poleas

L_p es la longitud primitiva de la correa

Q es la carga de tensado

Para efectuar correctamente la medición de la longitud primitiva de la correa, ésta debe estar, como ya se ha dicho, convenientemente tensada. Para poder aplicar el tensado a

la correa, las dos poleas sobre las que se monte la correa deben ser una fija y la otra desplazable con el objeto de poder aplicarle a esta última la carga (Q) de tensado. El tensado Q, según la normatividad que el fabricante establece para correas trapezoidales basadas en las normas ISO estas se determinan por la siguiente tabla:

Sección	Diámetro primitivo (mm)	Longitud primitiva (mm)	Carga Q (N)
Z	57.6	180	110
A	95.5	300	200
B	127.3	400	300
C	228.8	700	750
D	318.3	1000	1400
E	573.0	1800	1800

Tabla 1. Carga según el diámetro primitivo.

Aunque la longitud primitiva de la correa varía en función de qué línea de referencia de la sección se tome. Así, si se toma la cara externa de la sección de la correa como referencia, resultará una longitud nominal mayor que la longitud primitiva, y por el contrario, si se toma la cara interna, entonces la longitud nominal obtenida será menor que la longitud primitiva. Lo anterior introduce cierta incertidumbre que puede disminuir si se consideran dos coeficientes más.

D. Consideraciones electrónicas

Es bien sabido que el análisis espectral es una herramienta para determinar vibraciones [2] aunque las magnitudes de sus armónicos son pequeños. Sin embargo estos patrones llamados también firmas, son claramente bien definidos y característicos más aún si las vibraciones son elevadas. En este sentido, una holgura en las bandas de acoplamiento produce ciertas vibraciones sobre las poleas inyectando un esfuerzo en corriente que puede ser registrado en el análisis espectral en donde se presentan armónicos de baja frecuencia características a los elementos mecánicos.

Los armónicos de baja frecuencia suelen ser atribuidos a las vibraciones de los valeros de los ejes. Por otro lado, la frecuencia atribuida a la correa Fr_{belts} está definida por la siguiente expresión.

$$Fr_{belts} = \left(\frac{\pi D_{driver}}{L_{belts}} \right) * Fr_{motor} \quad (4)$$

Donde

D_{driver} es el diámetro de la polea del motor de C.A

L_{belts} es la longitud de la correa

Fr_{motor} es la frecuencia rotacional de motor

Con respecto a los efectos que presentan las velocidades transitorias de los ejes del motor de C.A. y el motor de C.D. de carga durante la holgura de la correa resultaría evidente observar una cierta variación. Sin embargo, esto solo se puede lograr si la correa perdiera sus propiedades mecánicas de adherencia, lo cual solo se presenta cuando la correa se cristaliza por exceso de temperatura o si la correa es contaminada con algún lubricante.

3. Resultados experimentales

A. Corriente armónica

En la Fig. 6 se puede observar la corriente armónica en condición bajo falla la cual difiere de la corriente armónica en condición libre de falla de la Fig.5. Lo anterior resulta evidente debido a las vibraciones mecánicas de la correa-polea por presentar holgura.

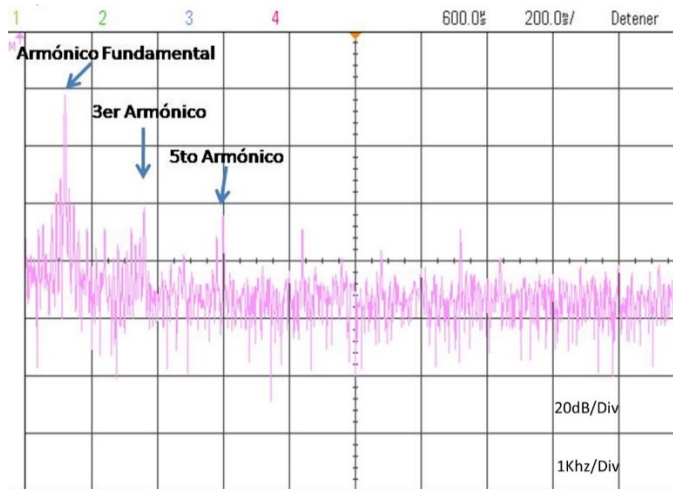


Fig. 5. Corriente armónica libre de falla (correa tensada).

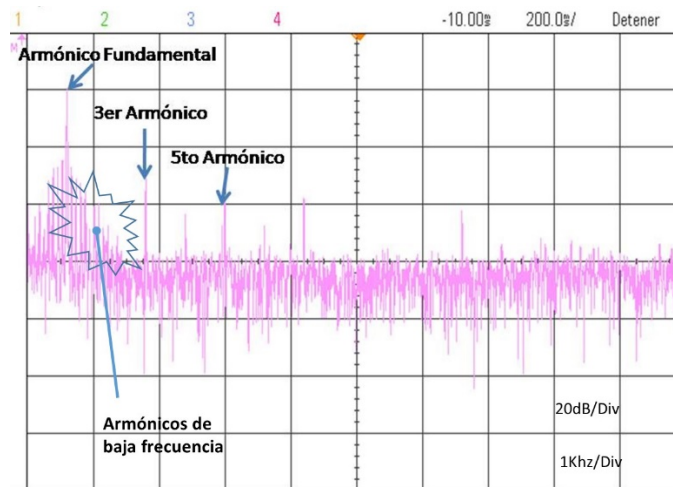


Fig. 6. Corriente armónica bajo falla (correa holgada y lubricada).

B. Velocidad en ejes de poleas de acoplamiento

La diferencia entre las velocidades mecánicas de los ejes en condición libre y bajo falla a plena escala resulta no ser tan evidente (Fig. 7 y 8) Sin embargo, la Fig. 9 muestra un detalle al arranque del motor de C.A. en donde se aprecia que el tiempo de

emparejamiento de la velocidad es de 150 ms correspondiente al 25% de transitorio total de arranque del motor de C.A.

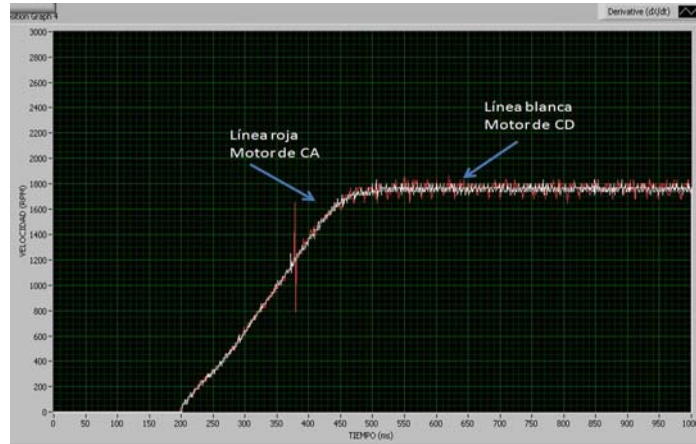


Fig. 7. Velocidad libre de falla (correa tensada).

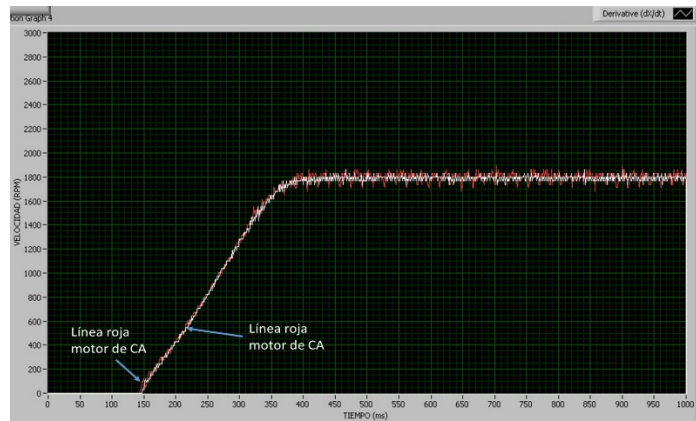


Fig. 8. Velocidad bajo falla (correa holgada y lubricada).

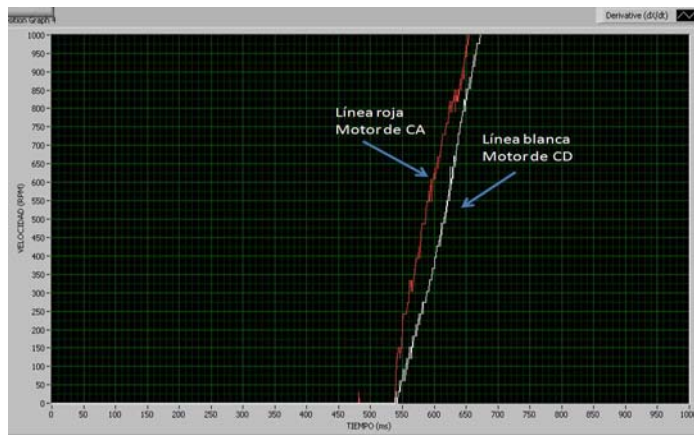


Fig. 9. Detalle de la velocidad bajo falla (correa holgada y lubricada).

C. Posición en ejes de poleas de acoplamiento

La Fig. 10 muestra el transitorio de la posición angular libre de falla en donde, al igual que la velocidad de la Fig. 7, no es posible apreciar alguna diferencia dado que la correa se encuentra correctamente acoplada a las poleas de los motores. Sin embargo, en la Fig. 11 se muestra el detalle de la posición angular en el caso bajo falla en donde se puede apreciar claramente la diferencia de la posición para ambos motores. Esta última gráfica resulta ser de mayor contundencia debido a que la posición es mucho más dinámica que la velocidad.

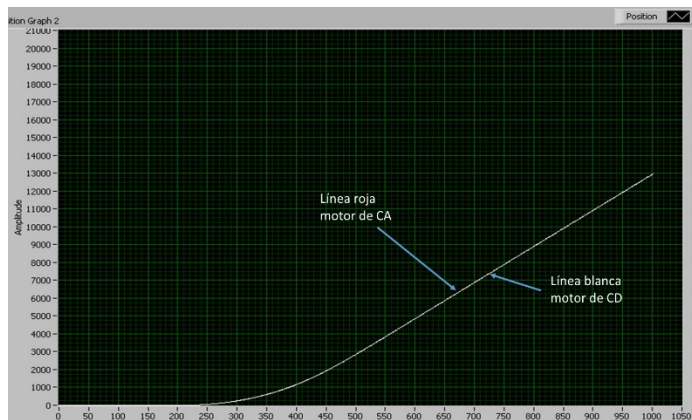


Fig. 10. Posición angular libre de falla (correa tensada).

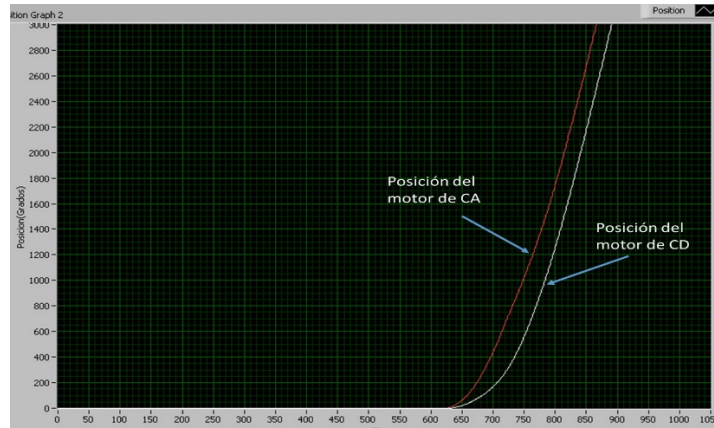


Fig. 11. Detalle de la posición angular bajo falla (correa holgada y lubricada).

4. Conclusiones

En este trabajo se ha estudiado los efectos que provoca la holgura de la correa en cuanto a la corriente y velocidad.

El análisis espectral es realizado durante el estado estable y diferentes mediciones han mostrado frecuencia que son sensibles a las condiciones de holgura de correas lo cual permite diagnosticar la falla dado que la frecuencia armónica es plenamente conocida a partir de los parámetros del sistema correa-polea, el inconveniente es la pequeña magnitud.

Aunque las pruebas de velocidad y posición se llevaron a cabo en estado transitorio, solo durante el arranque del motor es evidente que el diagnóstico puede ser llevado a cabo utilizando una ventana de detección de la posición lo cual puede ser implementado fácilmente por software. Sin embargo las diferencias de la posición pueden ser atribuidas no solamente a la holgura sino también a la cristalización y/o contaminación de la banda por lubricantes.

5. Referencias

- [1] M. Riera-Guasp, J. A. Antonino-Daviu G.-A. Capolino, "Advances in Electrical Machine, Power Electronic and Drive Condition Monitoring and Fault Detection: State of the Art". *Transactions on Industrial Electronics*. No. DOI 10.1109/TIE.2014.2375853.
- [2] A. Picot, Z. Obeid, J. Regnier, S. Poignant, O. Darnis, P. Maussion, "Statistic-based spectral indicator for bearing fault detection in permanent-magnet synchronous machines using the stator current". *Mechanical Systems and Signal Processing*. Vol. 46. No. 2. June 2014. 424-44 pp.
- [3] T. W. Rauber, F. A. Boldt, F. M. Varejao, "Heterogeneous Feature Models and Feature Selection Applied to Bearing Fault Diagnosis". *Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 62. No. 1. January 2015. 637-646 pp.
- [4] V. C. M. N. Leite, J. G. B. da Silva, G. F. C. Veloso, L. E. B. da Silva, G. Lambert-Torres, E. L. Bonaldi, L. E. de Lacerda de Oliveira, "Detection of Localized Bearing Faults in Induction Machines by Spectral Kurtosis and Envelope Analysis of Stator Current". *Transactions on Industrial Electronics*. No. DOI 10.1109/TIE.2014.2345330.
- [5] A. Soualhi, G. Clerc, H. Razik, F. Rivas, "Long-Term Prediction of Bearing Condition by the Neo-Fuzzy Neuron". *Proc. of SDEMPED*. August 2013. 586-591 pp.
- [6] W. S. Gongora, H. V. D. Silva, A. Goedel, W. F. Godoy, S. A. O. da Silva, "Neural Approach for Bearing Fault Detection in Three Phase Induction Motors". *Proc. of SDEMPED*. August 2013. 566-572 pp.
- [7] M. Delgado, G. Cirrincione, A. G. Espinosa, J. A. Ortega, H. Henao, "Dedicated Hierarchy of Neural Networks applied to Bearings Degradation Assessment". *Proc. of SDEMPED*. August 2013. 544-551 pp.

- [8] H. Razik, M. E. K. Oumaamar, G. Clerc, "A Hybrid Kangaroo Algorithm to Assess the State Of Health of Electric Motors". Proc. Of SDEMPED. August 2013. 43-48 pp.
- [9] A. Soualhi, G. Clerc, H. Razik, "Detection and Diagnosis of Faults in Induction Motor Using an Improved Artificial Ant Clustering Technique". Transactions on Industrial Electronics. Vol. 60. No. 9. September 2013. 4053-4062 pp.
- [10] M. Y. Kaikaa, M. Hadjami, "Effects of the Simultaneous Presence of Static Eccentricity and Broken Rotor Bars on the Stator Current of Induction Machine". Transactions on Industrial Electronics. Vol. 61. No. 5. May 2014. 2452-2463 pp.
- [11] K. N. Gyftakis, D. K. Athanasopoulos, J. Kappatou, "Evaluation of Different Broken Bar Fault Diagnostic Means in Double-Cage Induction Motors with FEM". Proc. of SDEMPED. August 2013. 36-42 pp.
- [12] F. R. Blinquez, C. A. Platero, E. Rebollo, F. Blizquez, "Evaluation of the Applicability of FRA for Inter-Turn Fault Detection in Stator Windings". Proc. of SDEMPED. August 2013. 177-182 pp.
- [13] B. Aubert, J. Regnier, S. Caux, D. Alejo, "Kalman Filter Based Indicator for On-line Inter-Turn Short-Circuits Detection in Permanent Magnet Synchronous Generators". Transactions on Industrial Electronics. No. DOI 10.1109/TIE.2014.2348934.
- [14] K-H. Kim, "Simple Online Fault Detecting Scheme for Short-Circuited Turn in a PMSM Through Current Harmonic Monitoring". Transactions on Industrial Electronics. Vol. 58. No. 6. June 2011. 2565-2568 pp.
- [15] S. H. Kia, H. Henao, G. A. Capolino, "Gear Tooth Surface Damage Fault Detection Using Induction Machine Electrical Signature Analysis". Proc. of SDEMPED. August 2013. 358-364 pp.

- [16] D. Zurita, M. Delgado, J.A. Ortega Redondo, L. Romeral, "Intelligent Sensor based on Acoustic Emission Analysis applied to Gear Fault Diagnosis". Proc. of SDEMPED, August 2013. 169-173 pp.
- [17] F. Gu, Y. Shao, N. Hu, B. Fazenda, A. Ball, "Motor Current Signal Analysis using a Modified Bispectrum for Machine Fault Diagnosis". Proc. of ICROS-SICE International Joint Conference. August 2009. 4890-4895 pp.
- [18] H. Yamashina, S. Okumura and I. Kawai, "Development of a diagnosis technique for failures of V-belts by a cross-spectrum method and a discriminant function approach". Journal of Intelligent Manufacturing. Vol. 7. July 1995. 85-93 pp.
- [19] H. P. Bloch, F.K. Geitner, "Installation and Maintenance of V-belt Drives in Practical Machinery Management for Process Plants". Vol. 4. 1997. 310-328 pp.
- [20] Belt and chain drives in Handbook of Reliability Prediction Procedures for Mechanical Equipment, Technical report, Naval Surface Warfare Center. 1998.

Registrador de energía fotovoltaica inyectada a la red eléctrica mediante LabView

Luis Carlos Gallegos Hdez

Universidad Tecnológica del Norte de Guanajuato, Área Industrial Eléctrica y Electrónica, Av. Educación Tecnológica No. 34, Fraccionamiento Universidad, Dolores Hidalgo, C.P. 37800, Guanajuato, México

Teléfono: (418) 182-5500 ext. 1342 y 1343

luisgallegos@utng.edu.mx

Mariela Serna Serna

Universidad Tecnológica del Norte de Guanajuato, Área Industrial Eléctrica y Electrónica, Av. Educación Tecnológica No. 34, Fraccionamiento Universidad, Dolores Hidalgo, C.P. 37800, Guanajuato, México

Teléfono: (418) 182-5500 ext. 1342 y 1343

mariela.serna@utng.edu.mx

Eduardo Salinas Rodríguez

Universidad Tecnológica del Norte de Guanajuato, Área Industrial Eléctrica y Electrónica, Av. Educación Tecnológica No. 34, Fraccionamiento Universidad, Dolores Hidalgo, C.P. 37800, Guanajuato, México

Teléfono: (418) 182-5500 ext. 1342 y 1343

Antonio García Narvaez

Universidad Tecnológica del Norte de Guanajuato, Área Industrial Eléctrica y Electrónica, Av. Educación Tecnológica No. 34, Fraccionamiento Universidad, Dolores Hidalgo, C.P. 37800, Guanajuato, México

Teléfono: (418) 182-5500 ext. 1342 y 1343

Pedro Casillas Ríos

Universidad Tecnológica del Norte de Guanajuato, Área Industrial Eléctrica y Electrónica, Av. Educación Tecnológica No. 34, Fraccionamiento Universidad, Dolores Hidalgo, C.P. 37800, Guanajuato, México

Teléfono: (418) 182-5500 ext. 1342 y 1343

Guillermo Reséndez Morales²

ENERSCI SA DE CV, Antonio García Cubas No. 108, Colonia Alfredo V. Bonfil, Celaya, Guanajuato,
Teléfono: 461-598-3180
gresendez@enersci.com.mx

Resumen

En México son relativamente recientes los esfuerzos que, tanto gobierno como consumidores independientes hacen para ahorrar energía. De allí la necesidad de utilizar energías alternativas para disminuir el consumo de la energía eléctrica sin afectar la producción o el confort del usuario final. En el presente artículo se estudia una manera sencilla y muy económica de medir la energía que está siendo inyectada a la red por medio de sistemas fotovoltaicos y llevar un registro en tiempo real y un almacenamiento del mismo en una base de datos. Lo anterior se hace de manera inalámbrica utilizando tecnología reciente de transmisores de radiofrecuencia como los son los *XBee* en conjunto con *LabView* que es un poderoso y flexible software de análisis e instrumentación.

Palabra(s) Clave(s): energía eléctrica, LabView, panel solar, perfil de demanda, XBee.

1. Introducción

Actualmente en la industria, casas-habitación y entidades gubernamentales hay una creciente necesidad de una mayor efectividad en la administración de la energía. Reducir gastos en energéticos y materias primas es una de las estrategias más efectivas y razonables para reducir los costos de operación o de mantenimiento en los inmuebles. El enfoque de ahorro se ha basado en su mayoría en sustituir equipo eléctrico o electrónico por equipos más eficientes o de reciente aparición. Sin embargo, sustituir equipos no siempre es la mejor o la única opción, por lo que realizar este tipo de acciones arbitrariamente no garantiza una reducción de consumo de electricidad, por el contrario puede generar problemas que incrementan los gastos [1-3].

Otra opción para el ahorro de energía eléctrica y a su vez dejar de contribuir al calentamiento global es mediante los sistemas fotovoltaicos interconectados a red o aislados. El potencial de los sistemas de energía solar fotovoltaica (FV) se ha demostrado en los proyectos de electrificación rural y urbana realizados en todo el mundo, en especial el de los sistemas solares domésticos. Crece la importancia económica de los sistemas fotovoltaicos gracias a la constante disminución de sus precios, así como por la experiencia en su aplicación en otros sectores, como los servicios sociales, la agricultura y otras actividades productivas capaces de repercutir significativamente en el desarrollo rural y urbano [4].

Los sistemas fotovoltaicos que actualmente se instalan en casas habitación o a nivel industria carecen de la herramientas de monitoreo en tiempo real y sobre todo de la posibilidad de presentar un resumen histórico por día de la energía inyectada a la red eléctrica (sistema interconectado) o de la energía eléctrica almacenada en baterías para su uso posterior (sistema asilado).

La propuesta que se aborda en este artículo es una manera sencilla y económica para adquirir los parámetros básicos y necesarios para realizar un reporte histórico por día de cuanta energía es inyectada a la red eléctrica, la cual puede emplearse desde los hogares hasta los pequeños negocios o talleres. Las principales ventajas de este diseño son:

- Realiza la medición de manera inalámbrica (mediante XBee) de un punto o varios puntos a la vez.
- Menor costo.
- Se almacenan las mediciones con fecha y hora en un archivo de texto para su utilización en hojas de cálculo.
- Ambiente muy amigable para fácil manejo y visualización de resultados para el usuario (mediante LabView).

2. Desarrollo

Para el diseño y desarrollo del medidor inalámbrico de energía inyectada a la red se utilizaron diferentes softwares y dispositivos electrónicos, los cuales se abordan a continuación de manera breve para su mayor comprensión.

El integrado FT232RL es un convertidor USB-Serial, a través del cual el transmisor de radiofrecuencia (XBee) podrá recibir y enviar datos a la computadora de manera serial.

La comunicación serial consiste en el envío de un bit de información de manera secuencial, esto es, un bit a la vez y a un ritmo acordado entre el emisor y el receptor, para esto previamente se configura la velocidad de transferencia de los bits, en este caso la velocidad configurada fue de 9600 bits/segundo por lo tanto cada bit durará aproximadamente un tiempo de 104 micro-segundos. La Figura 1 muestra un ejemplo del envío de datos de manera serial [5].

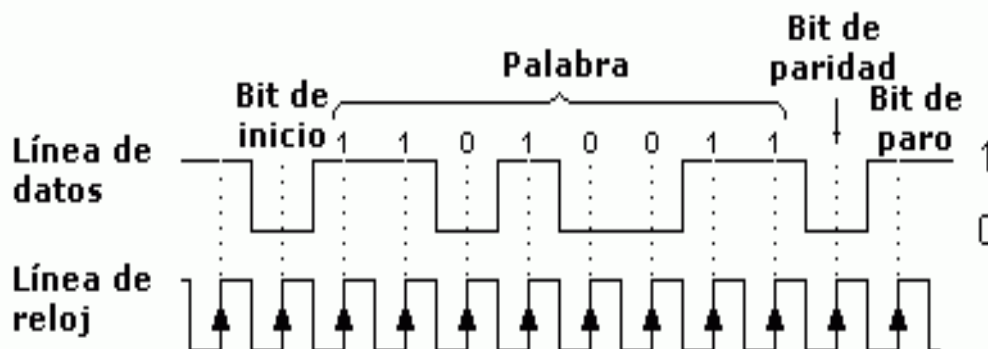


Fig. 1. Comunicación Serial.

Otro elemento importante en esta propuesta es el micro-controlador PIC12F675, el cual posee un convertidor Analógico-Digital de 10 bits de resolución y 5 canales de entrada. La resolución A/D se realiza por el método de de aproximaciones sucesivas. Se eligió este microcontrolador por ser pequeño y tener oscilador interno además de que tiene los recursos necesarios para llevar a cabo este proyecto. La programación microcontrolador es de suma importancia ya que este elemento se encarga de recibir

correctamente el dato enviado desde *LabView* y a su vez enviar la conversión de la medición del valor RMS de la corriente en el momento que se le solicite.

Por otro lado el LTC1966 es un convertidor RMS-DC que utiliza una innovadora técnica patentada $\Delta\Sigma$ computacional. Es sencillo de usar, preciso y tiene menor consumo de energía. Opera en una sola fuente de alimentación de 2.7V a 5.5V o dos suministros de hasta $\pm 5.5V$ [6-7]. Mediante este circuito se obtiene con gran precisión el valor RMS de la corriente que se inyecta a la red eléctrica de CFE, después ese valor RMS es leído por el microcontrolador y enviado a la computadora para ser procesado por *LabView*. Las alternativas de conexión del LCT1966 se muestran en la Figura 2, siendo la segunda de ellas la empleada en el proyecto debido a que no se tiene una entrada diferencial.

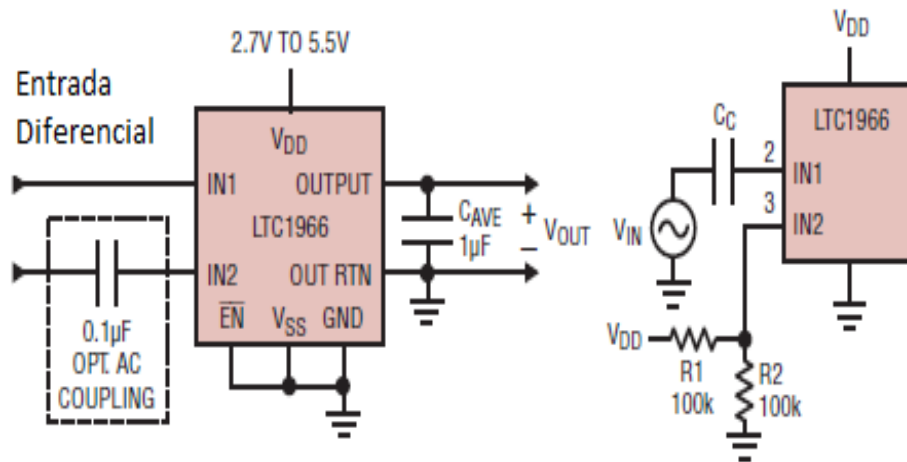


Fig. 2. Alternativas de conexión LTC1966.

El software empleado para el procesamiento y manipulación de los datos adquiridos en la PC es *LabVIEW* (acrónimo de “*Laboratory Virtual*”). Este software es una plataforma y entorno de desarrollo para diseñar sistemas, con un lenguaje de programación visual gráfico. Recomendado para sistemas hardware y software de pruebas, control y diseño, simulado o real y embebido, pues acelera la productividad.

Por último, Zigbee es un protocolo de comunicaciones inalámbrico basado en el estándar de comunicaciones para redes inalámbricas IEEE_802.15.4. Creado por

Zigbee Alliance, una organización, teóricamente sin ánimo de lucro. Zigbee permite que dispositivos electrónicos de bajo consumo puedan realizar sus comunicaciones inalámbricas, como se muestra en la Figura 3. Es especialmente útil para redes de sensores en entornos industriales, médicos y sobre todo domóticos.

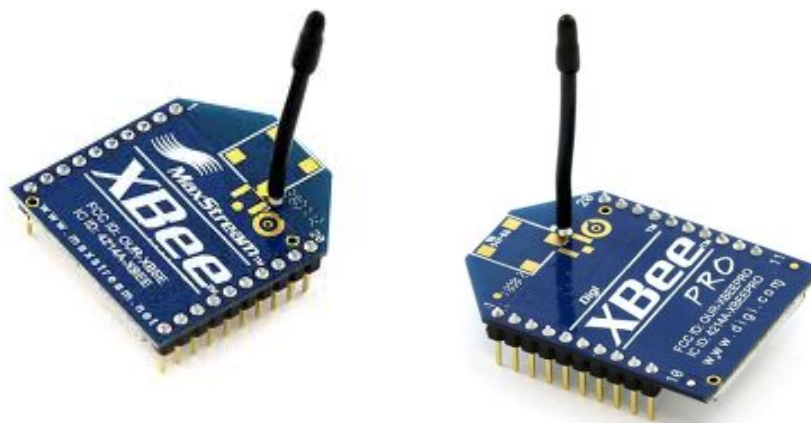


Fig. 3. Dispositivos XBee empleados en la comunicación inalámbrica.

Estos transmisores de radio frecuencia serán los encargados de estar comunicando en todo momento al microcontrolador y al LabView. Siendo el microcontrolador el encargado de estar realizando las conversiones Analógico-Digital en el momento que le sean solicitadas y LabView el encargado de almacenar, procesar y graficar la información recibida.

Para comprender de mejor manera el funcionamiento completo del sistema y su modularidad, se muestra en la Figura 4 el diagrama de bloques del sistema completo con dos puntos de medición. Como se puede apreciar solo se censa la corriente en el punto de interés y el voltaje en todo el sistema se asume constante para esta primer versión del proyecto; a futuro existirá un punto de medición del voltaje global.

La Figura 4 nos muestra que cada micro-controlador de la red tendrá una dirección asignada y *LabView* será el que controle que medición desea pedir en cada momento, por ejemplo si *LabView* quisiera saber la medición del PIC12F675 cuya dirección es la

0x02 Hex, primero enviará con ayuda de los XBee y FT232 este número y solo el microcontrolador cuya dirección programada tenga el número 0x02 Hex será el que envíe de retorno a la PC el dato del valor RMS de la corriente en ese punto.

La Figura 5(a) nos ayuda a comprender de mejor manera la lógica de programación del envío del valor RMS de la corriente hacia la PC, como se puede apreciar el microcontrolador se encuentra en todo momento en una rutina cíclica esperando una dirección que venga hacia él desde *LabView*. Una vez que recibe la dirección, compara el dato recibido y en caso de que no sea su dirección el programa va a una rutina de retardo para evitar recibir la conversión realizada por algún otro microcontrolador de la red. Por otro lado en el caso de que sí sea la dirección correcta, el microcontrolador activa la conversión Analógica-Digital y una vez que ésta es terminada (aproximadamente 19us) envía la conversión a la PC donde allí *LabView* procesa esta información, la almacena en un archivo de texto y además la grafica en el momento.

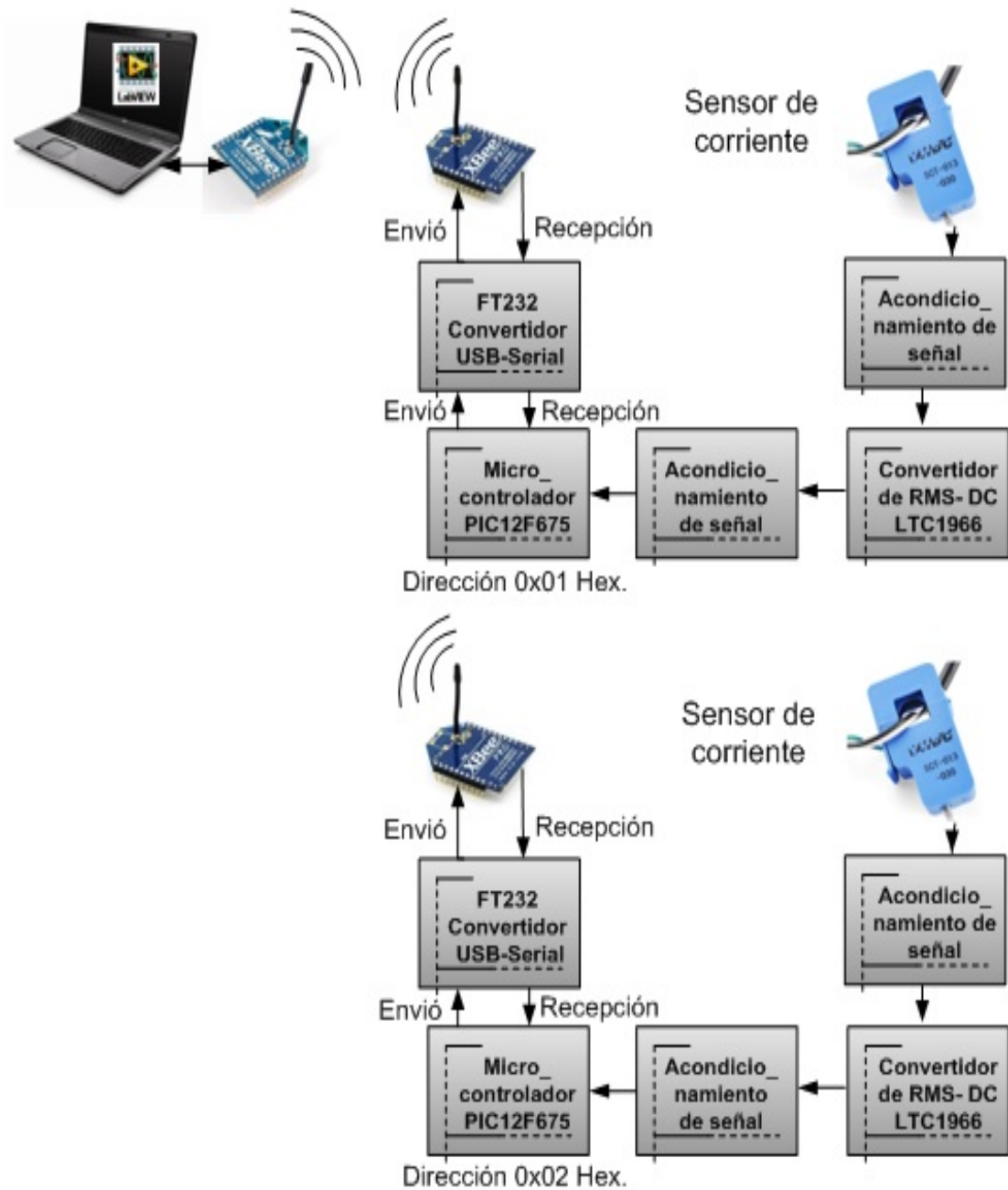


Fig. 4. Diagrama a Bloques del medidor propuesto.

Por otro lado la programación en *LabView* es un poco más compleja, lo primero que se hace en este software es configurar el puerto de comunicaciones que se vaya a utilizar, al mismo tiempo que se crea un archivo de texto en el cual se almacenarán todas las mediciones recibidas por cada uno de los puntos de medición conectados, y además se

inicializan las gráficas y las variables que se vayan a utilizar dentro de la programación por medio de nodos de propiedad. Todo lo anterior se puede ir apreciando en la Figura 5(b).

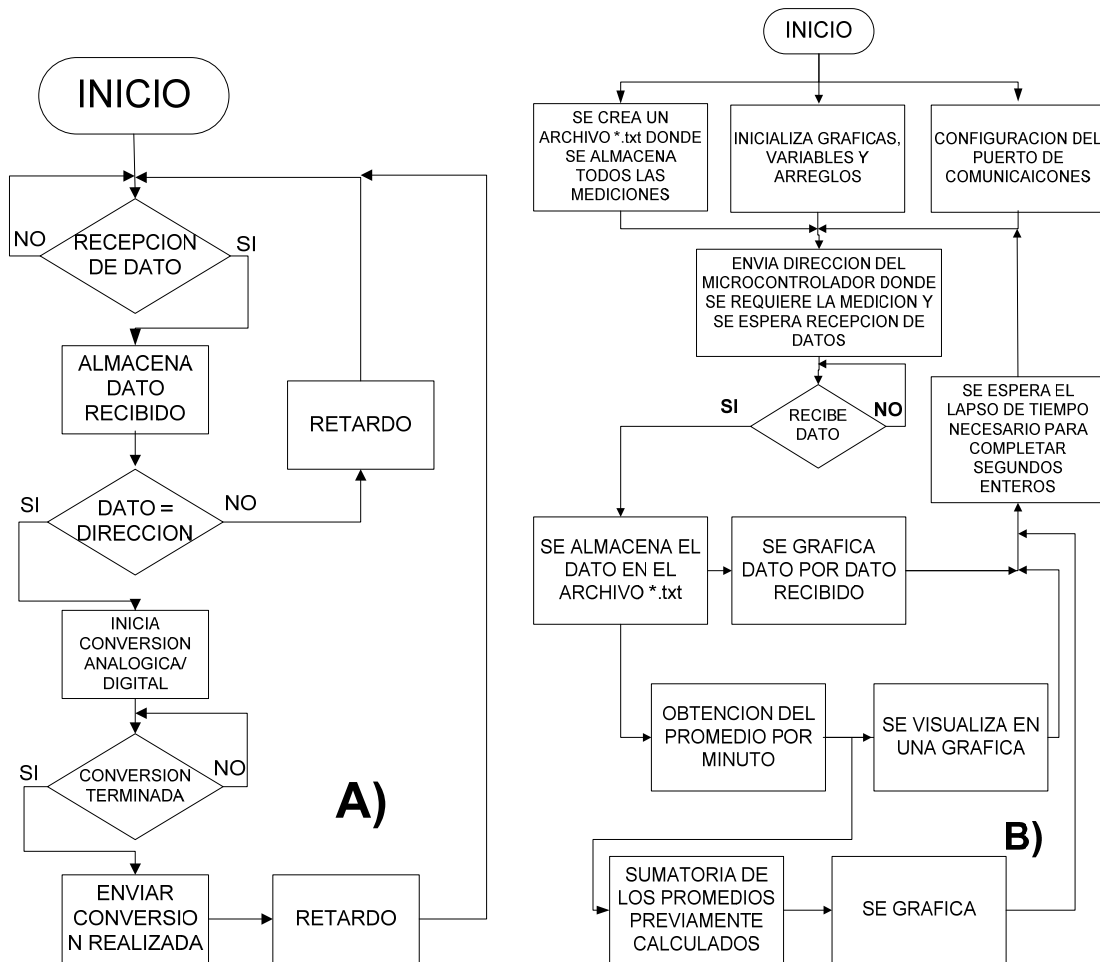


Fig. 5. Diagramas de flujo de la logica de programación del microcontrolador (a) y de labview (b).

La aplicación desarrollada en *LabView* se ha programado para lleva un orden en el envío de direcciones y el procesamiento de los datos recibidos, por ejemplo primero envía la dirección 0x01 Hex y espera a recibir la medición hecha en ese punto, después envía la dirección siguiente y va esperando la recepción de la medición en cada punto de interés de manera sucesiva. Una vez que ha recopilado la información en cada uno

de los puntos estudiados, almacena los datos en un archivo de texto con la hora actual de cada medición y va mostrando los datos en las gráficas. Después de esto *LabView* espera el tiempo necesario para completar un segundo completo e iniciar de nueva cuenta este mismo proceso.

3. Resultados

A continuación se expondrán los resultados más relevantes que comprueban el buen funcionamiento del sistema propuesto. Las primeras pruebas fueron realizadas en un solo punto de medición de la energía inyectada a la red de CFE. El sistema interconectado a red consta de un panel de 250W y de un micro-inversor monofásico de 127VCA.

Primeramente en la Figura 6 se puede apreciar uno de los 4 prototipos construidos como prueba piloto para comprobar el correcto funcionamiento del medidor propuesto, en este artículo solo se mostraran las pruebas realizadas con uno de ellos, pero cabe señalar que la aplicación en *LabView* actualmente cuenta ya con la posibilidad de procesar y almacenar las mediciones de los 4 prototipos de manera simultánea.

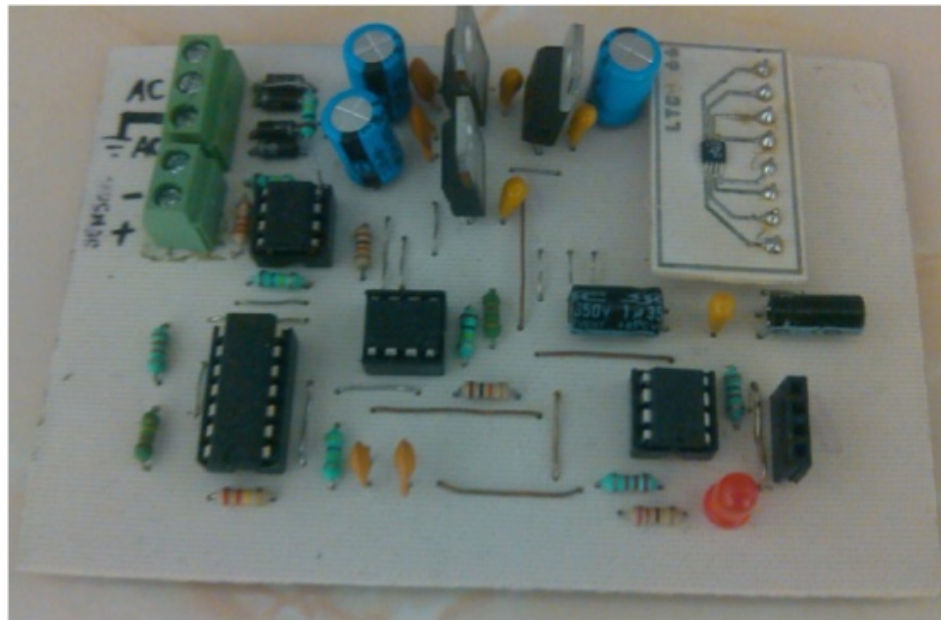


Fig. 6. Prototipo construido del medidor propuesto.

Como se ha mencionado anteriormente el sistema fotovoltaico utilizado para la realización de las primeras pruebas fue un sistema de 250W que utiliza un micro-inversor para la inyección de energía a la red de CFE. La gráfica de la Figura 7 nos muestra el comportamiento histórico de la potencia producida en una semana de mediciones, se puede apreciar como el comportamiento del sistema es muy similar día con día, excepto en días nublados (últimos días).

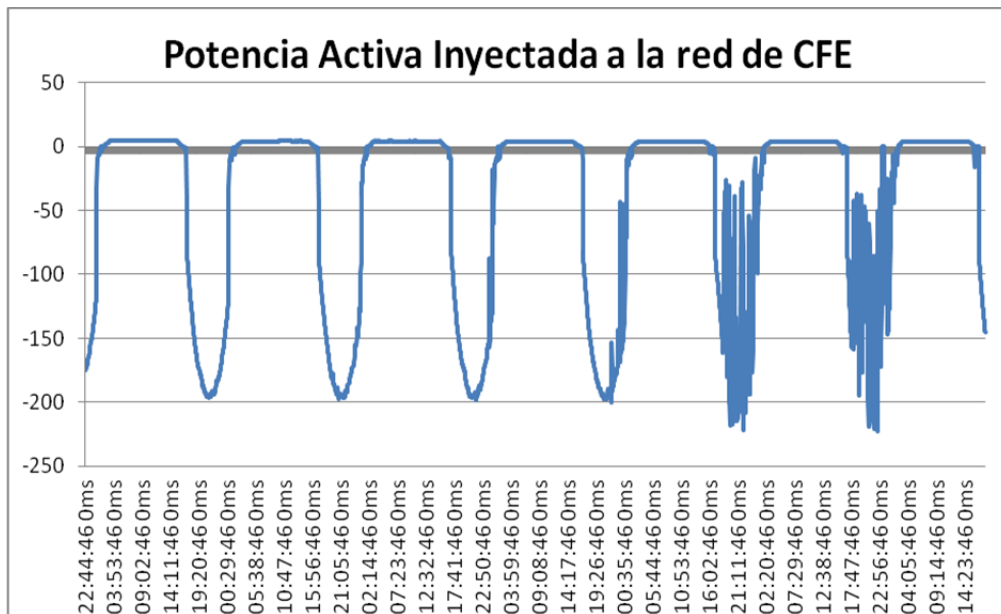


Fig. 7. Perfil de potencia inyectada a la red de CFE.

Además la aplicación desarrollada en *LabView* almacena también los *kWh* acumulados en el periodo de medición, en la Figura 8 lo podemos apreciar.

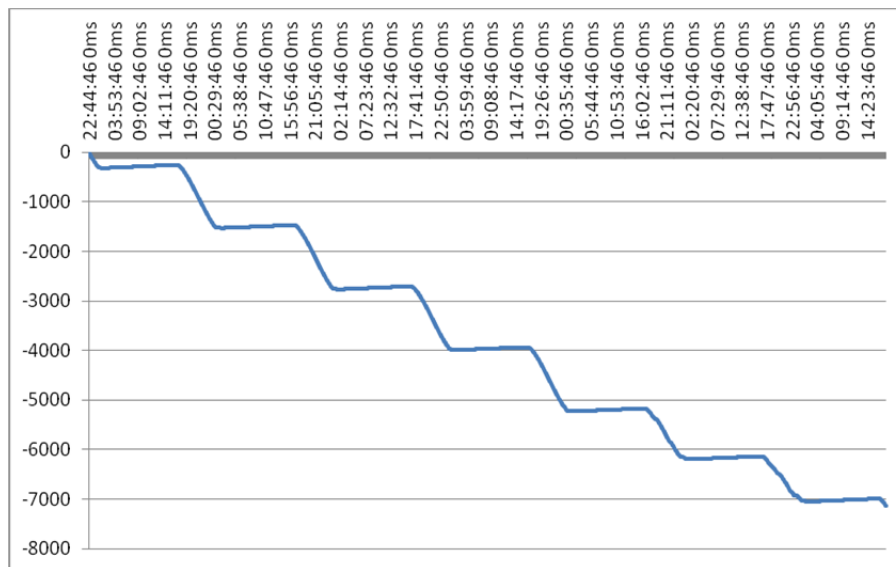


Fig. 8. Acumulado de kWh en una semana por un panel de 250W.

Algo interesante que se puede obtener de la Figura 8 es el total de energía inyectada a la red por medio de un panel de 250W en un lapso de 7 días. Al final de la gráfica se tiene un valor de 7,135Wh aproximadamente lo cual nos indica que el panel en promedio por cada día inyecta cerca de 1.019kWh, lo cual para una tarifa doméstica (Tarifa 01 o DAC) significaría un aporte de energía eléctrica bimestral de aproximadamente 61kWh, lo que concuerda con el dato que proporcionan la mayoría de proveedores de sistemas fotovoltaicos de la región.

4. Conclusiones

El presente artículo ha presentado una manera sencilla y óptima para llevar a cabo la medición de la energía que se inyecta a la red por medio de un sistema interconectado, la manera de realizarlo tiene la ventaja de hacer las mediciones y la captura de los datos medidos de forma inalámbrica. Una de las principales ventajas de este sistema propuesto comparado incluso con los comerciales es que se pueden generar de manera simultánea perfiles de potencia inyectada por cada uno de los inversores de interconexión a red incluso si son de diferentes marcas. Como trabajo futuro se pretende agregar una medición global del valor RMS del voltaje, para así la potencia real medida tenga una mayor exactitud, además de expandir este sistema propuesto a un sistema trifásico para así poder aplicar el medidor inalámbrico propuesto incluso en un sistema de interconexión a red de mayor potencia instalada.

5. Referencias

- [1] Indicadores de Eficiencia Energética en México 5 sector, 5 retos. SENER en colaboración con AIE. México. 2011.
- [2] Ponencia “Gestión de la Eficiencia Energética”.
<http://cener.qroo.gob.mx/portal/5toForo/GestionEficienciaEnergetica.pdf>.
Consultado: 20 de Julio de 2013.
- [3] Anuario estadístico de los Estados Unidos Mexicanos 2012. Instituto Nacional de Estadística y Geografía. México. 2011.

- [4] B. Van Campen, D. Guidi y G. Best, "Energía solar fotovoltaica para la agricultura y desarrollo rural sostenibles". Documento de Trabajo sobre Medio Ambiente y Recursos Naturales. No. 3. FAO, Roma. 2000.

- [5] FTDI Chip, Datasheet FT232RL.

- [6] LTC1966, Hoja de datos. <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1966fb.pdf>. Consultado: 25 de Junio de 2014.

- [7] LTC1966, Application Note 106, Instrumentation Circuitry Using RMS-to-DC Converters. <http://cds.linear.com/docs/en/application-note/an106f.pdf>. Consultado: 25 de Junio de 2014.

6. Autores

Luis Carlos Gallegos Hernández. Actualmente es profesor de la Universidad Tecnológico del Norte de Guanajuato, estudio su maestría en Ciencias en Ingeniería en Electrónica en el Instituto Tecnológico del Norte de Guanajuato, sus líneas de interés son la eficiencia energética y la electrónica de potencia.

Mariela Serna Serna. Actualmente es profesora de la Universidad Tecnológica del Norte de Guanajuato y se encuentra cursando su maestría en el CIDESI.

Eduardo Salinas Rodríguez. Profesor de tiempo completo en la Universidad Tecnológica del Norte de Guanajuato.

Antonio García Narváez. Profesor de tiempo completo en la Universidad Tecnológica del Norte de Guanajuato.

Pedro Casillas Ríos. Profesor de tiempo completo en la Universidad Tecnológica del Norte de Guanajuato.

Guillermo Reséndez Morales. Socio fundador de la empresa ENERSCI SA de CV, empresa destinada al uso eficiente de la energía eléctrica y a las energías renovables.

Monitoreo del consumo doméstico de agua potable utilizando tecnología ZigBee

Pedro Alvarado Medellín

Universidad Autónoma de Zacatecas, Unidad Académica de Ingeniería, programa de ingeniería civil, Av. Ramón López Velarde 208, Col. Centro, Zacatecas, Zac., Teléfono: (492) 9256690 Ext. 4251
ampedro@uaz.edu.mx

Job Daniel Rodríguez Hernández

Universidad Autónoma de Zacatecas, Unidad Académica de Ingeniería Eléctrica, Programa de Ingeniería en Computación, Campus UAZ siglo XXI, Carr. Zacatecas-Guadalajara Km. 6, Ejido La Escondida, Zac., México, Teléfono: (492) 9495163
Job.jdrh@gmail.com

Ruperto Ortiz Gómez

Universidad Autónoma de Zacatecas, Unidad Académica de Ingeniería, programa de ingeniería civil, Av. Ramón López Velarde 208, Col. Centro, Zacatecas, Zac., Teléfono: (492) 9256690 Ext. 4250
ortizgr@uaz.edu.mx

Blanca Esthela Solís Recendez

Universidad Autónoma de Zacatecas, Unidad Académica de Ingeniería Eléctrica, Programa de Ingeniería en Computación, Campus UAZ siglo XXI, Carr. Zacatecas-Guadalajara Km. 6, Ejido La Escondida, Zac., México, Teléfono: (492) 9256690 Ext. 4061
bsolre@yahoo.com.mx

Resumen

En este artículo se presenta el diseño y la implementación de un sistema para el monitoreo del consumo de agua potable doméstico. El sistema se diseñó en tres etapas; en la primera se obtienen las señales eléctricas de los sensores, se digitalizan y se acondicionan; en la segunda etapa son enviadas de un sistema de comunicación inalámbrica integrada por radios Xbee. En la etapa final, los datos procedentes de la red

inalámbrica son visualizados y almacenados en una interface construida utilizando el lenguaje de programación JAVA donde se administra la información.

Palabra(s) Clave(s): consumo doméstico de agua, microcontroladores, protocolo de comunicación ZigBee, sensores, sistemas de comunicación inalámbricos.

1. Introducción

El agua es el recurso natural más importante para la vida en el planeta, el ser humano la utiliza prácticamente en todas sus actividades y es palanca para el desarrollo industrial, económico y social; en la agricultura es esencial para la sustentabilidad alimenticia, sin embargo, el proceso de concentración de la población en localidades urbanas ha dado como resultado un crecimiento acelerado en la demanda del vital líquido. En el periodo de 1950 a 2005 la población del país se cuadruplicó y paso de ser mayormente rural (57.3 rural) a predominantemente urbana (76.5% urbana) [1].

Un tema preocupante en los países en desarrollo es la gran cantidad de agua que se pierden por fugas en las redes de distribución de agua potable (RDAP). En México, se estima que a nivel nacional se pierden entre el 40 y 50% de agua por fugas [2], esto se debe principalmente a la falta de tecnología para el monitoreo y a las políticas de operación de los sistemas de distribución que en la mayoría de las ciudades del país es empírico.

En los últimos años se han realizado avances importantes en la modelación matemática de las redes de distribución de agua potable, sin embargo, no es así en cuanto a la modelación del consumo doméstico. Usualmente para representar el consumo de agua se emplean curvas de variación horaria (método tradicional). La modelación de las redes con el uso de este tipo de curvas resulta aceptable para las tuberías principales donde la variación del caudal conducido es continuo, pero resulta poco realista en las tuberías secundarias que proporcionan el servicio directamente a los usuarios finales, dado que el consumo doméstico se presenta en pulsos instantáneos, generalmente de poca duración, seguidos por periodos prolongados sin consumo [3].

Sin embargo la falta de datos es una de las principales limitantes a la hora de construir estos modelos de simulación. En este sentido, se presenta la necesidad de generar tecnología aplicada a la medición de estas variables que permita contar con los datos necesarios para construir modelos matemáticos con la capacidad de representar con mayor certeza el comportamiento hidráulico de las redes de distribución.

Avances recientes en la tecnología, específicamente en el área de sensores, microcontroladores y sistemas de comunicación inalámbricos han permitido la integración de distintos componentes para la creación de sistemas de monitoreo. Cuando estos sistemas integran un número considerable de dispositivos de monitoreo forman lo que se conoce como redes inalámbricas de sensores o WSN por sus siglas en inglés. En la última década se han desarrollado WSN para distintas aplicaciones, tales como el monitoreo de la salud humana [4], medio ambiente, agricultura de precisión, sismografía, volcanes, entre otros [5].

Estas tecnologías inalámbricas han permitido utilizar sensores en ambientes hostiles o de difícil acceso para medir datos que con las tecnologías tradicionales sería casi imposible obtener [6]. La medición de variables ambientales como la temperatura, la humedad relativa, la radiación solar, la presión atmosférica, entre otras, son importantes para estudios meteorológicos, monitoreo del clima y en diversas aplicaciones de la ingeniería.

Por su parte, la dificultad de medir el consumo doméstico radica en la naturaleza aleatoria del uso del agua en las casas. Cada consumo tiene un comportamiento en cantidad y duración diferentes que varía a lo largo del día. Para obtener datos confiables del consumo, es necesario hacer mediciones con intervalos de tiempo de 1 segundo o menores. Al realizar estas mediciones, se tiene la ventaja de obtener directamente la evolución del consumo instantáneo, sin embargo, se requiere el diseño de sistemas que permitan hacer la medición y el almacenamiento de datos.

En la presente investigación se diseñó un sistema para la medición del consumo de agua doméstico utilizando sensores de flujo y sistemas de comunicación inalámbrica. El

El sistema consiste en una interfaz creada en JAVA para la visualización y el almacenamiento de los datos, la interfaz está ligada a un sistema de comunicación inalámbrica que opera bajo el protocolo de comunicación ZigBee [7]. En la figura 1, se muestra el diagrama de funcionamiento del sistema de adquisición.

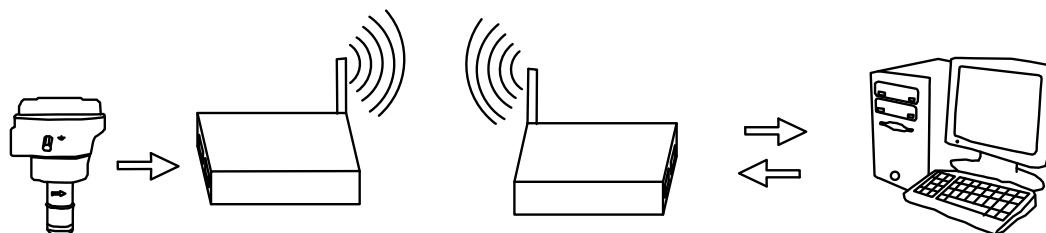


Fig. 1. Diagrama de bloques del sistema.

2. Desarrollo

El sistema se diseñó en tres etapas; en la primera se obtienen las señales eléctricas de los sensores, se digitalizan y se acondicionan; en la segunda etapa son enviadas a través de una red de comunicación inalámbrica integrada por radios Xbee. En la etapa final, los datos procedentes de la red inalámbrica son visualizados y almacenados en una interfaz que se construyó en el lenguaje de programación JAVA en donde se administra la información

2.1 Etapa de adquisición de datos.

En esta etapa se transforma la variable física en una variable de tipo eléctrica y se acondiciona la señal para que pueda ser transmitida hacia los radios de comunicación XBee. Para medir el flujo se utilizó un sensor electromagnético modelo 2551 de la marca Signet. El sensor se inserta en las tuberías y forma un campo electromagnético capaz de medir la velocidad del flujo, genera una señal de salida de 4 a 20 mA equivalente a una velocidad de 0.05 a 5.0 m/s, respectivamente. Las señales provenientes del sensor se adecuaron por medio de un microcontrolador ATMega328-PU, la programación del microcontrolador se realizó mediante la plataforma Arduino

UNO. Además, para el acondicionamiento de la señal eléctrica se diseñó una tarjeta electrónica como la que se muestra en la figura 2.

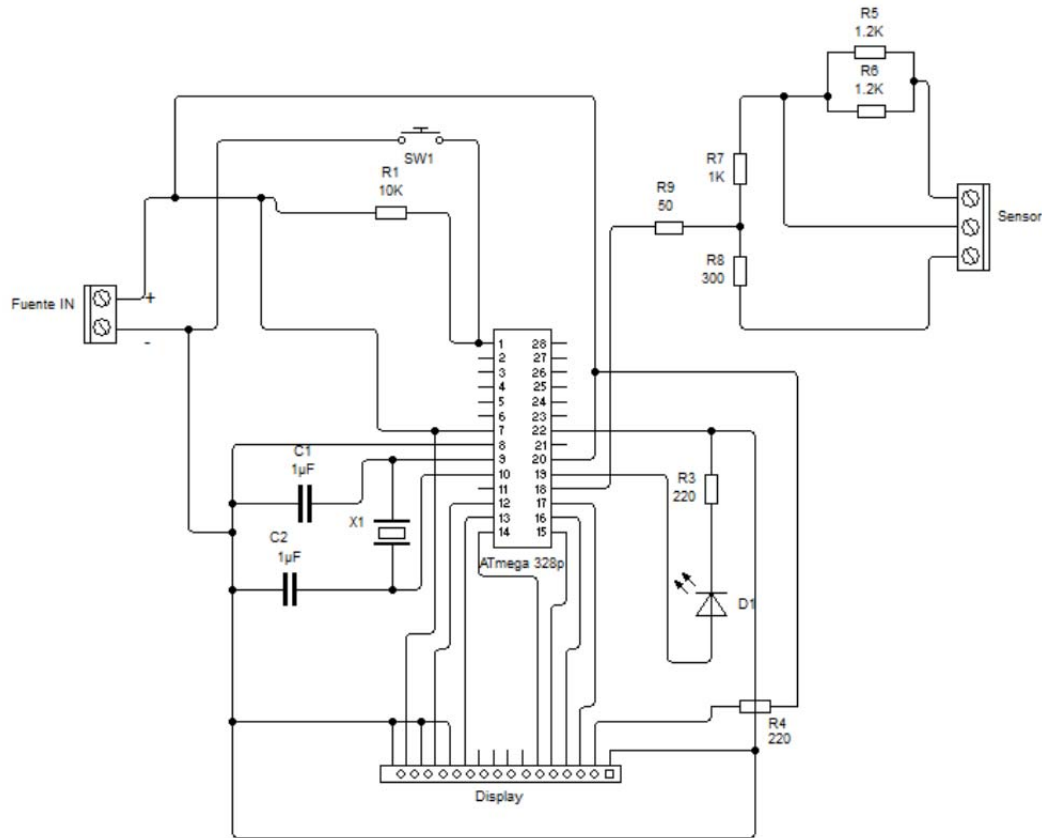


Fig. 2. Circuito eléctrico para el acondicionamiento de la señal.

2.2 Etapa de transmisión de Datos

Para el sistema de comunicación se utilizaron radios de comunicación Xbee Serie 2 PRO, estos dispositivos de comunicación operan bajo el protocolo de comunicación ZigBee IEEE 802.15.4 [8] para redes inalámbricas de área personal o WPAN por sus siglas en inglés. Los radios Xbee se configuraron para formar una topología punto a punto, cada radio se puede configurar de tres maneras según la función que desempeña en la red:

- **Coordinador:** Este es un dispositivo único en la red. Su función es establecer el canal de comunicación y sirve como identificador para toda la red. Una vez que este dispositivo realizó estas tareas puede unirse a la red y realizar las funciones de un router.

- Router: Su función es mantener información de la red para poder determinar la mejor ruta para transmitir paquetes de información. Se mantiene transmitiendo paquetes de otros routers o de dispositivos finales.
- Dispositivos finales: Estos dispositivos deben estar conectados a un coordinador o a un router debido a que no pueden enviar información a otros dispositivos finales directamente [9].

En la tabla 1 se muestran las características físicas y de funcionamiento de los radios XBee.

Alcance en interiores	90 m
Alcance en exterior con línea de vista	3.2 Km
Potencia de Transmisión	63 mW (+18dBm)
Tasa de transferencia	250 Kbps
Sensibilidad del receptor	-102 dBm
Voltaje de operación	2.8 - 3.6 V
Corriente de transmisión (típica)	40 mA (@ 3.3 V)
Corriente en modo Transparente/Recepción(típica)	40 mA (@ 3.3 V)
Corriente en modo inactivo	1 uA
Frecuencia	ISM 2.4 GHz
Dimensiones	0.0960" x 1.087"
Temperatura de operación	-40 a 85°C
Tipo de antena	RPSMA
Topologías de red	Punto a punto, estrella, malla
Número de canales	16 secuencias de canales directo
Opciones de filtrado	PAN ID, Channel & Source/Destination

Tabla 1. Características físicas y de funcionamiento de los radios XBee serie 2 Pro.

Estándar de comunicación ZigBee

ZigBee es un estándar de comunicaciones inalámbricas basado en el estándar IEEE 802.15.4, es de gran utilidad en aplicaciones que requieren comunicaciones seguras con baja tasa de envío de datos y un mínimo de consumo de energía. Opera en las bandas libres de 2.4 GHz, 915 y 868 MHz, con tasas de transferencia de datos de 250, 40 y 20 kbps, respectivamente. A pesar de coexistir en la misma frecuencia con otro tipo de redes como Wi-Fi o Bluetooth su desempeño no se ve afectado, tiene la capacidad de formar redes de gran densidad.

Los módulos XBee S2 utilizan un mecanismo de ruteo llamado Ad hoc On-Demand distance Vector, el algoritmo genera una tabla de ruteo entre los nodos que conforman la red para los dispositivos de comunicación conocidos, la tabla crece cuando aparece un nodo con camino desconocido, en este caso, los radios envían mensajes entre sí, de manera que se genera otra ruta para el envío de datos al nodo destino. Ante la caída de nodos que forman parte de la ruta que seguían los datos, la red busca alternativas para el intercambio de información, estableciendo rutas alternativas para seguir comunicando los dispositivos.

2.3 Etapa de visualización de datos

Para la visualización de los datos se diseñó una interfaz grafica en el lenguaje de programación Java bajo el entorno de desarrollo integrado NetBeans [10]. La función principal de la interface es almacenar y mostrar en tiempo real la información proveniente del sensor, los datos digitalizados ingresan a la PC por medio del puerto USB. La interfaz tiene la capacidad de mostrar los datos recibidos en forma gráfica con el objetivo de que el usuario pueda interpretar de manera fácil y rápida los datos que provienen del sensor. Dentro de la interfaz se agregó la opción "Reporte" para crear un archivo de Excel en donde se registran los datos recibidos con la hora que ingresa a la PC.

Cuando el sistema inicia su funcionamiento, la interface realiza la tarea de un escáner para verificar cuántos radios XBee están disponibles para conectarse a la red de comunicación. Una vez que se han identificado los sensores, la PC se comunica con el microcontrolador, éste responde a la interface indicándole el número de sensores conectados a la red de comunicación y el intervalo de tiempo con que se enviarán los datos. Basado en un programa en JAVA para la adquisición de los datos, se analizan los paquetes de datos enviados por los sensores, se almacenan y se grafican en tiempo real, sin embargo, cuando existen más de dos sensores en la red se dificulta el reconocer la procedencia de los datos. Para solucionar este problema se desarrolló un algoritmo de identificación de tal manera que cuando se envía un paquete de datos, al inicio y al final del paquete se indica la ubicación, tipo de sensor y el nodo de censado al que pertenece, de esta manera, la PC identifica el origen de los datos y genera de manera automática el panel correspondiente (fig. 3) para la visualización y almacenamiento de la información.



Fig. 3. Panel para la visualización gráfica en tiempo real de la información del sensor.

3. Resultados

Con la finalidad de medir todo el consumo doméstico y que no exista la posibilidad de que el agua fluya sin ser cuantificada, se realizaron mediciones cada segundo y se acumularon al minuto, por tanto, en la interface se registran los litros por minuto consumidos. Lo anterior se debe a la existencia de una gran cantidad de valores con cero consumo, de esta manera no se acumulan volúmenes enormes de información y tampoco se pierde detalle del agua consumida. En las figuras 4 y 5 se presentan las gráficas del consumo durante 24 horas y en un mes, respectivamente.

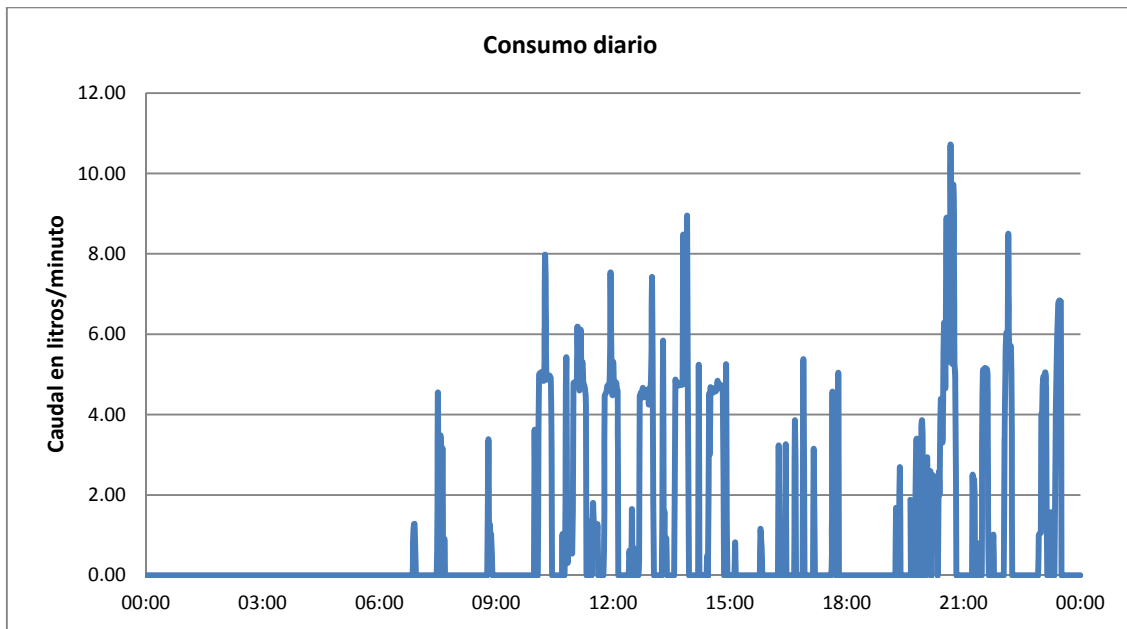


Fig. 4. Gráfica de consumos en un día.

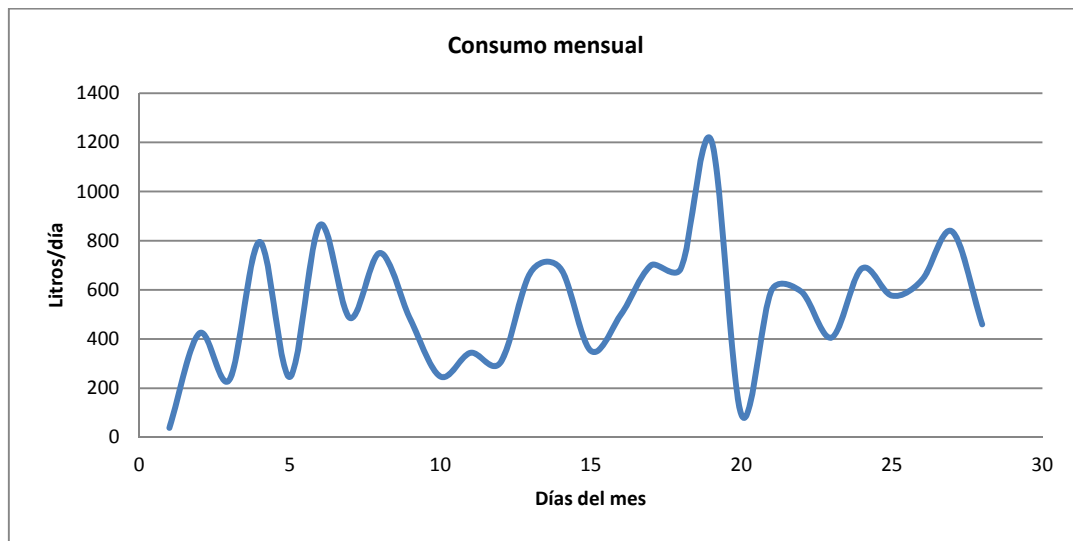


Fig. 5. Gráfica del consumo mensual.

Se realizaron pruebas de desempeño de los radios de comunicación Xbee tanto en interiores como en exteriores. Las pruebas en interiores se realizaron en el edificio del programa de Ingeniería en Computación de la UAZ, el edificio consta de tres niveles, la parte exterior del edificio está construido de concreto y en su interior de tabla roca. Las

pruebas se realizaron utilizando el software X-CTU que provee el fabricante, se realizó una comunicación punto a punto colocando uno de los radios en la planta baja del edificio y el otro en la parte superior con una distancia en línea recta aproximada de 70 m. Para comprobar la potencia de la señal y el alcance máximo se enviaron 100 paquetes de datos de 66 bytes cada uno con una latencia de 1000 ms entre cada paquete y 1000 ms como tiempo máximo de espera antes de considerar los paquetes de datos perdidos. Se logro un 100% de comunicación con una potencia de -85 dBm, para estas condiciones no hubo pérdida de datos.

Las pruebas en exteriores se realizaron en la Cd. de Zacatecas en sitios separados aproximadamente 2100 m con línea de vista, el envío de los datos se realizó teniendo en cuenta las mismas consideraciones de envío que las pruebas en interiores. En la tabla 2 se muestran los resultados que se obtubieron de las pruebas.

No. de prueba	Distancia (m)	dBm		Paquetes		Eficiencia de comunicación (%)
		local	remota	error	perdidos	
1	1	-39	-33	0	0	100
2	2	-39	-33	0	0	100
3	300	-69	-69	0	0	100
4	1000	-86	-85	0	2	98
5	2000	-82	-85	1	1	98

Tabla 2. Resultados de las pruebas de funcionamiento de los radios XBee serie 2 Pro.

Para realizar las pruebas de funcionamiento de los radios Xbee, así como la adquisición de los datos del consumo doméstico se diseñó y se fabricó una placa electrónica (fig. 6), el microcontrolador instalado en la placa permite enviar datos a diferentes intervalos de tiempo.

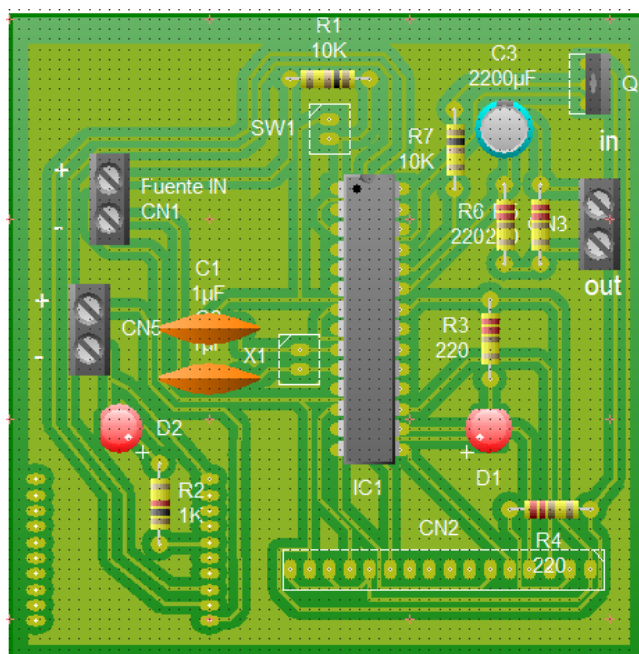


Fig. 6. Placa electrónica utilizada para el envío de datos.

4. Discusión

La construcción del sistema de adquisición de datos resultó ser una alternativa viable para el monitoreo del consumo doméstico, aunque se manejó un intervalo de medición de un segundo, el sistema tiene la capacidad de hacer mediciones con intervalos de tiempo menores, sin embargo, las pruebas hechas en campo sugieren que un segundo es suficiente para medir a detalle el consumo doméstico.

El sistema de comunicación se configuró para hacer mediciones punto a punto, sin embargo es posible crear redes inalámbricas de tipo malla y con esto incorporar una mayor cantidad de dispositivos para la lectura de datos, esto permitiría monitorear todo un sistema de distribución de agua potable, aunque no es posible hacer mediciones directamente a todos los usuarios, se tiene la capacidad de monitorear los puntos principales de un sistema de abastecimiento. Las prestaciones más destacadas del sistema se pueden mencionar a continuación: permite cubrir grandes áreas de monitoreo, tienen un costo razonablemente bajo, un consumo de energía mínimo y una gran escalabilidad lo que le permite adaptarse a cualquier red de distribución de agua.

5. Conclusiones

El desarrollo de tecnología para el monitoreo de sistemas hidráulicos permite elevar la eficiencia en la utilización del agua en las ciudades, lo que conlleva a una mejora en la calidad de vida de los habitantes y es parte fundamental del uso sustentable del recurso hídrico.

Por otra parte, obtener las mediciones del consumo instantáneo y acumulado en diferentes intervalos de tiempo abre la puerta a un número importante de investigaciones en el campo de la simulación hidráulica, específicamente en el análisis del comportamiento de las redes de abastecimiento, simulación de escenarios, entre otras.

6. Referencias

- [1] Anuario estadístico de los Estados Unidos Mexicanos. INEGI. Instituto Nacional de Estadística, Geografía e Informática. México. 2010.
- [2] El agua en México, historia reciente, actores, procesos y propuestas. ANEAS. Asociación Nacional de Empresas de Agua y Saneamiento A. C. México, D.F. 2008.
- [3] V. H. Alcocer Yamanaka, V. Tzatchkov, V. Bourguett Ortíz, "Desagregación temporal de lecturas acumuladas de consumo de agua potable por medio de métodos estocásticos". *Interciencia*. Vol. 33. No. 10. Octubre 2008. 725-732 pp.
- [4] D. Bansal, M. Khan, A. K. Salhan, "Real time acquisition and PC to PC wireless transmission of human carotid pulse waveform". *Computers in Biology and Medicine*. Vol. 39. 2009. 915-920 pp.
- [5] M. Delamo, S. Felici Castell, J. J. Pérez Solano, A. Foster, "Designing an open source maintenance free Environmental Monitoring Application for Wireless

Sensor Networks". The Journal of Systems and Software. Vol. 103. 2015. 238-247 pp.

- [6] N. Wang, N. Zhang, M. Wang, "Wireless sensors in agriculture and food industry: Recent development and future perspective". Computers and Electronics in Agriculture. Vol. 50. 2006. 1-14 pp.
- [7] ZigBee Specifications, version 1.0. ZigBee Alliance. <http://www.ZigBee.org>. 2005. Octubre 2014.
- [8] IEEE 2003. IEEE Standard 802.15.4. Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks. <http://standards.ieee.org/getieee802/help.html>. 2012.
- [9] Building Wireless Sensor Networks. O'REILLY. United States of America. 2011.
- [10] NetBeans. https://netbeans.org/index_es.html. Noviembre 2013.

7. Autores

Dr. en C. Pedro Alvarado Medellín, obtuvo el doctorado en el Colegio de Posgraduados con la especialidad en hidrocencias, es profesor investigador en la Universidad Autónoma de Zacatecas en el programa de ingeniería civil. Sus líneas de investigación actuales se desarrollan en los modelos de simulación hidráulica en redes urbanas y la integración con los sistemas de monitoreo utilizando redes inalámbricas de sensores.

El ingeniero Job Daniel Rodríguez Hernández es egresado del programa de ingeniería en computación de la Universidad Autónoma de Zacatecas. Obtuvo su título profesional con la tesis " Sistema de adquisición de variables hidráulicas en una red de distribución de agua potable utilizando tecnología Zigbee" actualmente es candidato para el ingreso a la maestría en ingeniería de software en el CIMAT campus Zacatecas.

El Dr. Ruperto Ortiz Gómez es Profesor-Investigador del Programa de Ingeniería Civil, de la Unidad Académica de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Zacatecas. Integrante del Cuerpo Académico "Estudio y Modelación de Recursos Hidráulicos e Hidroinformática". Ingeniero Civil por la Universidad Autónoma de Zacatecas (1994). Maestro en Ingeniería (Hidráulica) por la Universidad Nacional Autónoma de México (2000). Doctor en Ciencias (Hidrocencias) por el Colegio de Postgraduados (2007). Las

líneas de investigación y desarrollo de interés son “Simulación y optimización de sistemas hidráulicos” y “Estudio de variables hidroclimatológicas y análisis de riesgos”.

La Dra. Blanca Esthela Solís Recéndez es Profesora-Investigadora de tiempo completo en la Universidad Autónoma de Zacatecas. Labora con el programa de Ingeniería en Computación. Es miembro del cuerpo académico CA-173 Computación y electrónica. Profesor con reconocimiento al perfil deseable. Doctora en educación de la Universidad Autónoma de Durango (2014). Las principales líneas de investigación son la computación aplicada y la electrónica. Otros tópicos de investigación son las redes de sensores inalámbricos y los objetos de aprendizaje.

Sistema teleoperado para estimulación eléctrica transcorneal de señales múltiples

Juan Jaime Salinas Lara

Universidad Politécnica de Pachuca, Carretera Pachuca-Cd. Sahagún km 20, Ex-hacienda de Santa Bárbara, C.P. 43830, Zempoala, Hidalgo
jjsalinas_phoenix@hotmail.com

Eric Simancas Acevedo

Universidad Politécnica de Pachuca, Carretera Pachuca-Cd. Sahagún km 20, Ex-hacienda de Santa Bárbara, C.P. 43830, Zempoala, Hidalgo
jjsalinas_phoenix@hotmail.com

Daniel Robles Camarillo

Universidad Politécnica de Pachuca, Carretera Pachuca-Cd. Sahagún km 20, Ex-hacienda de Santa Bárbara, C.P. 43830, Zempoala, Hidalgo
jjsalinas_phoenix@hotmail.com

Luis Niño de Rivera y Oyarzabal

Instituto Politécnico Nacional, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Unidad Culhuacán, Av. Santa Ana No. 1000, San Francisco Culhuacán, Coyoacán, C.P. 04430, México, D.F.

Resumen

En el presente documento se muestra la actualización del diseño patentado de un sistema electrónico, construido para su aplicación en experimentos de estimulación eléctrica transcorneal. Las actualizaciones realizadas al dispositivo patentado permiten el cálculo, manipulación, control, monitoreo y aplicación de señales eléctricas previamente probadas en experimentos con humanos. La comunicación inalámbrica implementada facilitará la atención simultánea de hasta 2^{16} equipos con una sola PC de control. Los resultados muestran la estabilidad del modelo lineal calculado para la

programación de códigos digitales. No se cuenta con registro de dispositivos con las características del sistema aquí presentado, el cual aún se encuentra en etapa de desarrollo y no ha sido probado con pacientes humanos.

Palabra(s) Clave(s): estimulación eléctrica transcorneal, estimulador, sistema electrónico, terapia experimental.

1. Introducción

La estimulación eléctrica transcorneal (TES, transcorneal electrical stimulation) es una técnica terapéutica experimental aplicada a la rehabilitación de personas que sufren alguna disminución de sus capacidades visuales por afecciones directas sobre el tejido retiniano. Dicha técnica se basa en las teorías de comunicación neurocelular descritas por Hammond [1], que explica que la comunicación a nivel celular o neuronal se lleva a cabo por intercambio bioquímico entre las diferentes capas celulares de un órgano o tejido. El proceso desencadena interacciones entre células a nivel de la membrana celular, que responde a un estímulo con la apertura o cierre de sus canales iónicos específicos. Dependiendo de la dinámica y de los iones presentes en el proceso de la comunicación, se puede establecer el intercambio de la información necesaria para las correctas funciones biológicas. La figura 1 muestra un esquema de la membrana celular y el intercambio de iones a través de los respectivos canales.

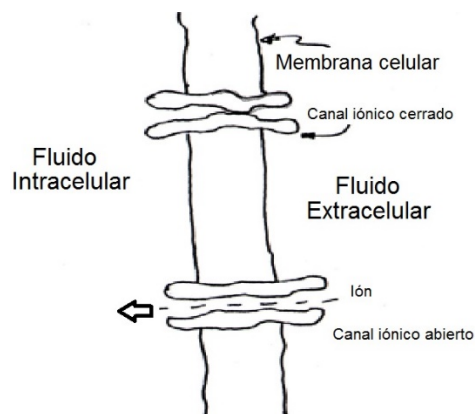


Fig. 1. Esquema del intercambio iónico a través de los canales de la membrana celular.

De acuerdo a la teoría mencionada, la descarga bioquímica en las células de la retina pueden ser activadas por un efecto luminoso (como lo hacen las células fotorreceptoras tipo cono o bastón), por un efecto mecánico (como un golpe sobre el globo ocular) o bien con un estímulo eléctrico como se ha intentado con prótesis y dispositivos sub-retinales [2], epi- retinales [3], transpalpebrales y/o transcorneales [4].

El resultado de la activación celular de la retina (por medios artificiales) es conocida como respuesta visual evocada (VER, visually evoked response), que se refiere a la percepción de destellos luminosos (fosfenos) provocados por un estímulo no luminoso y que es individual para cada persona. El umbral de fosfenos eléctricos (EPT, electrical phosphene threshold) describe los parámetros de la forma de onda eléctrica aplicada, para lograr la percepción más sensible de una VER. Los principales investigadores han propuesto una señal eléctrica rectangular bipolar con amplitud controlable, la cual se puede apreciar en la figura 2, con 5 ms de duración de la amplitud positiva, 5 ms para el valor negativo y 40 ms de reposo [4]. La señal de estimulación ha sido generada con un neuroestimulador comercial modificado por el fabricante [5,6], no hay registro de sistemas electrónicos que apliquen comunicación inalámbrica para su operación con este mismo fin.

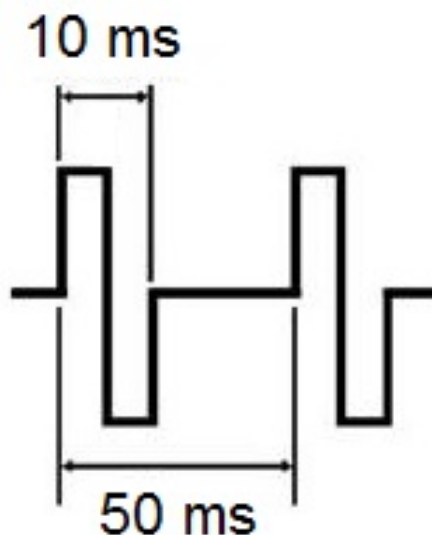


Fig. 2. Pulso rectangular bipolar usado en TES [4-6].

Aunque los resultados mostrados por las investigaciones citadas [4-6], afirman que la terapia experimental usando TES con la forma de onda de la figura 2, permite la recuperación parcial de las capacidades visuales afectadas, ninguno de los autores ha fundamentado la aplicación de dicha forma de onda, que característicamente es discontinua en el tiempo y presenta una dinámica de transitorios violentos de alta frecuencia armónica.

Una propuesta en este respecto ha sido aplicar una señal eléctrica de estimulación que duplica la respuesta biológica de una retina sana cuando es estimulada por un impulso luminoso [7].

Dicha señal es continua en el régimen del tiempo, además con frecuencia fundamental de 11.84 Hz la cual ha sido modelada matemáticamente a partir de la lectura de un electroretinografo multifocal (mf-ERG, Vision Monitor 8000A, Metrovision, Fr.), como se muestra en la figura 3.

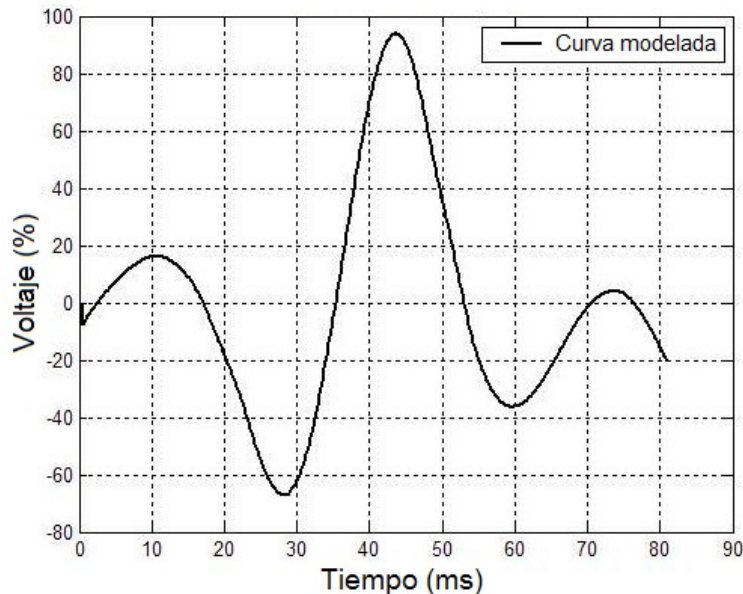


Fig. 3. Forma de onda modelada desde la respuesta biológica humana [7].

Al momento no existe literatura que reporte la comparación del efecto de la TES con formas de onda fundamentalmente diferentes, lo que motiva al desarrollo de un sistema experimental de electroestimulación que permita generar ambas señales eléctricas, con la intención de comparar el efecto de cada señal bajo las mismas condiciones experimentales. En la presente investigación se muestra el diseño del hardware y software requerido para los experimentos de TES, que a diferencia del equipo comercial aplicado por otros autores [5,6], permite manipular los parámetros físicos de ambas señales de estimulación, con prestaciones de telecontrol y telemonitoreo.

2. Desarrollo

En la tabla 1 se describen las características originales y las modificaciones realizadas al prototipo patentado de TES [8], con la finalidad de aplicar las dos formas de onda descritas anteriormente y con capacidad de disponer de frecuencias y amplitudes individualizadas para cada paciente, para determinar los valores de EPT.

Características	Modelo original	Modelo actualizado
Forma de onda	Modelada	Modelada y rectangular
Procesamiento	CPU de computadora	Microcontrolador interno
Alimentación eléctrica	127 VCA y batería	Baterías recargables
Monitoreo de procesos	Monitor de computadora	Monitor de computadora y display LCD en el prototipo
Comunicación	Vía cable, estándar IEEE 1284	Inalámbrico, estándar IEEE 802.15.4
Programación	No	Forma, amplitud, frecuencia y duración
Dimensiones	90x195x245 mm	30x105x125 mm
Peso	850 g	215 g
Interfaz	Matlab 6.5	Matlab 7
Capacidad	1 paciente	Hasta 255 pacientes simultáneos por sistema
Número de electrodos	3	2
Distancia a la computadora	1.2 m	Hasta 35 m

Tabla 1. Comparación entre las características del prototipo original y el prototipo actualizado.

En la figura 4 se muestra el diagrama a bloques del circuito propuesto para la actualización del prototipo, en el cual el bloque denominado “Comandos de control”, representa el módulo de comunicación bidireccional de 8 bits utilizado bajo el estándar 802.15.4 [9], con 2.4 GHz de frecuencia, que permite la recepción/transmisión de comandos vía inalámbrica.

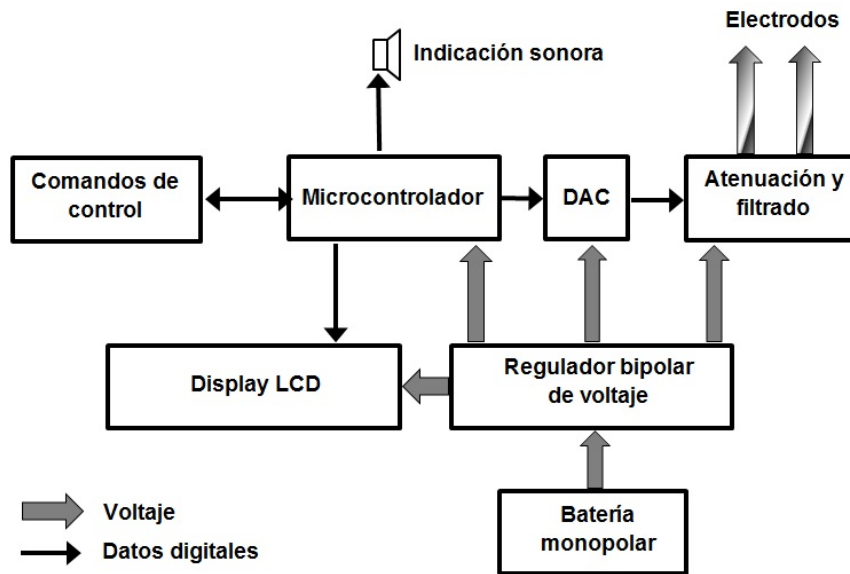


Fig. 4. Diagrama a bloques del circuito propuesto.

Los comandos digitales serán interpretados por el bloque “Microcontrolador”, que representa al circuito funcional de un microcontrolador de medio rango [10], que está programado para interpretar códigos de programación, monitoreo de la batería, generación de los valores digitales que describen la señal de estimulación, la comunicación con la interfaz de usuario y los datos desplegados en forma local para el usuario, a través del “Display LCD” y la “Indicación sonora”.

El bloque denominado “DAC”, representa el circuito de interpretación de los datos digitales que permiten generar una señal analógica con parámetros de forma, amplitud y frecuencia controlados [11], cuenta con componentes pasivos variables para permitir la calibración fina de la señal analógica generada, aunado al circuito representado por “Atenuación y filtrado”, que acondiciona la señal y filtra el ruido electromagnético inducido de alta frecuencia sobre la señal de estimulación. Del mismo circuito de atenuación se dispone la conexión para los dos electrodos que requiere el paciente para una prueba de TES.

La conversión de datos digitales en valores analógicos debe mantener una consistencia lineal de modo que la mínima representación digital (00 hex) corresponderá al valor

analógico de -1000 mV, mientras que la máxima representación digital (FF hex) representará a +1000 mV. La figura 5 muestra la relación lineal requerida, en el eje de las abscisas se representa el voltaje analógico bipolar que deberá generarse por el circuito DAC, y el eje de las ordenadas muestra la representación decimal de las palabras que deberá tener a su salida el convertidor para lograr dicha salida analógica.

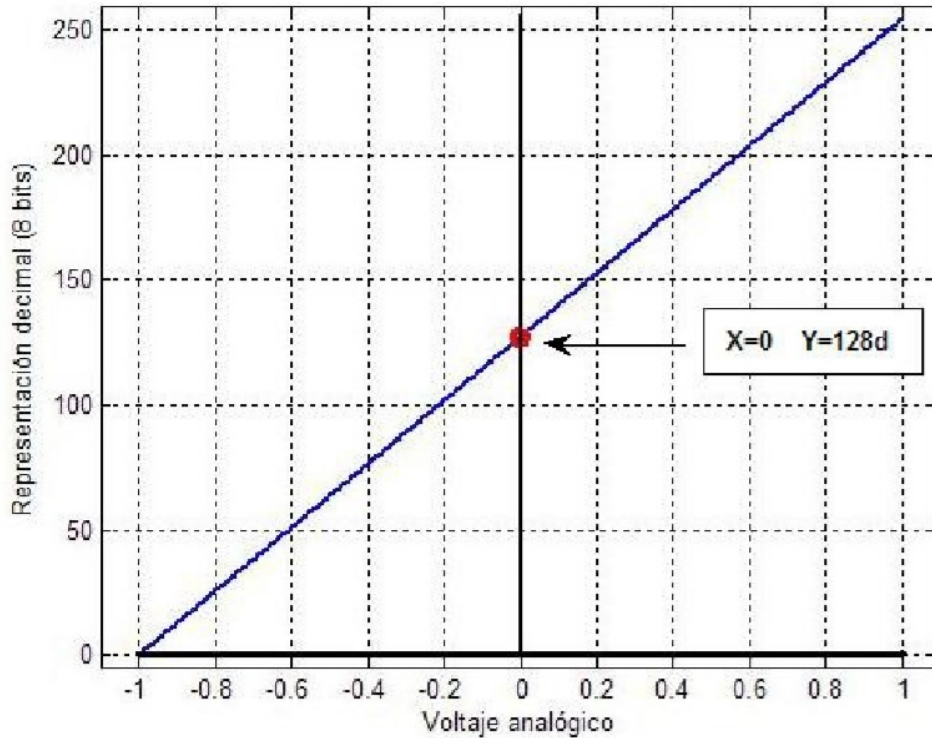


Fig. 5. Relación lineal para el cálculo de los datos numéricos que recibe el DAC de 8 bits, en correspondencia con una salida bipolar de voltaje.

La función continua que permite la relación está dada por la ecuación (1), que representa a la ecuación de la recta para el modelo.

$$DatoNum = m * Voltaje + b \quad (1)$$

Donde *DatoNum* es el valor numérico que representa cada punto de la curva calculada por el software de programación, *Voltaje* es el valor analógico esperado a la salida del

circuito DAC y m es la pendiente de la recta mostrada en la figura 5, y es posible calcularla a partir de la ecuación (2).

$$m = \frac{DatoNum_{max} - DatoNum_{min}}{Voltaje_{max} - Voltaje_{min}} \quad (2)$$

Aplicando los datos de la figura 5 es posible obtener la función continua con la que se calcularán los parámetros de programación (datos numéricos) que recibirá el microcontrolador para una correspondencia lineal con el voltaje analógico escalado desde el software de control, la ecuación 3 muestra el modelo obtenido, siendo el dato numérico un decimal.

$$DatoNum = 127 * Voltaje + 128 \quad (3)$$

Como se ha mencionado el circuito toma su alimentación eléctrica de baterías recargables que se conectan a un circuito regulador bipolar. En la figura 6 se muestra el montaje final del circuito, en ésta se pueden apreciar los componentes que corresponden a cada bloque de la figura 4.

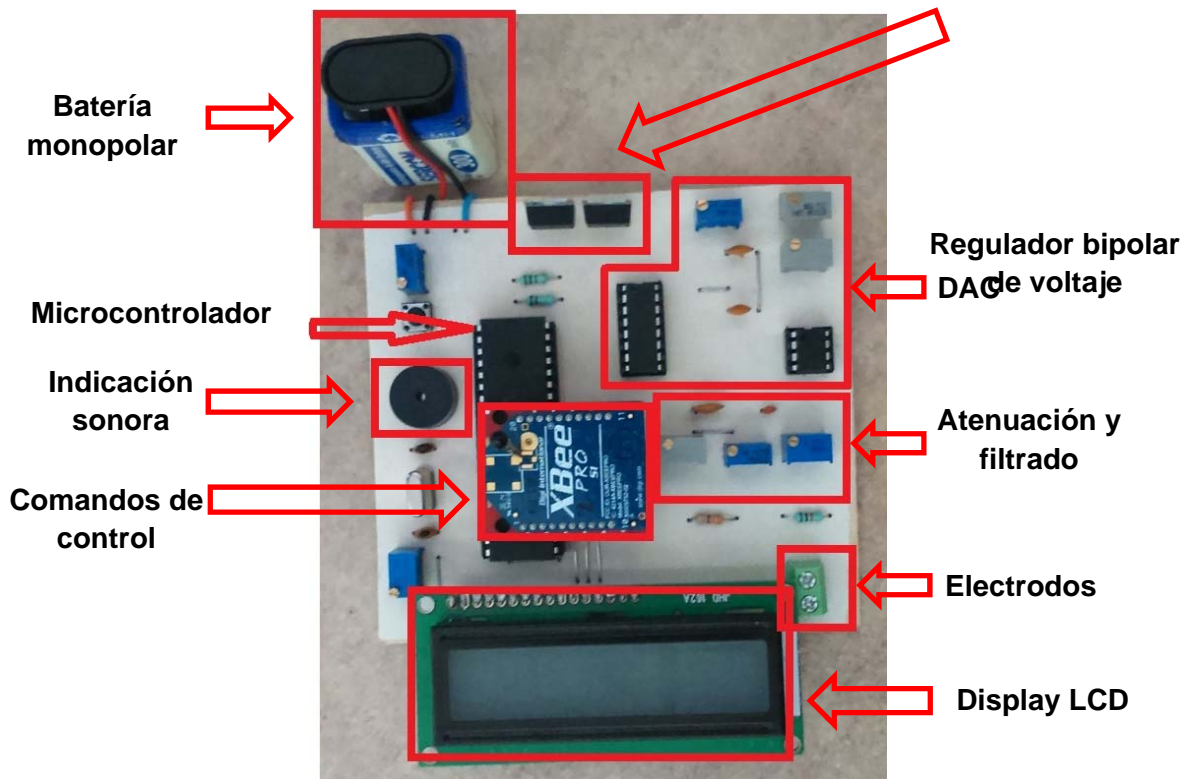


Fig. 6. Disposición de los componentes del circuito diseñado.

Software de telecontrol

El prototipo tiene capacidad para ser telecontrolado usando un programa desarrollado en Matlab 7 [12], que permite al usuario configurar los parámetros de la señal de estimulación, monitorear la batería del transceptor, iniciar y/o detener su activación además de determinar la duración de la estimulación. La interfaz gráfica de usuario (IGU), se divide en tres programas, el primero permite la configuración de la conexión del módulo de comunicación con la PC, como se muestra en la figura 7.

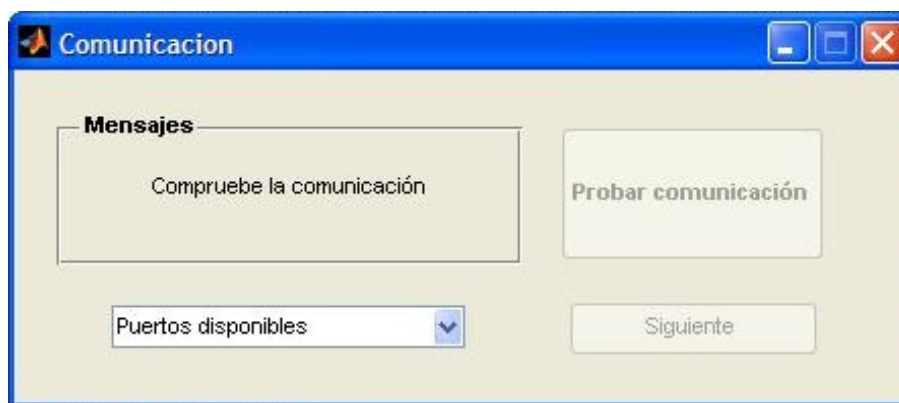


Fig. 7. IGU para establecer la comunicación física entre la PC y la base de comunicación Xbee.

En la figura 7 se puede apreciar el aspecto de la IGU que permite establecer la conexión de la base de comunicación con la PC, en el área de mensajes se despliegan las instrucciones para el usuario y el resultado de la prueba de comunicación con la base.

La selección del puerto se realiza a través del menú desplegable. Cuando se ha seleccionado un puerto disponible en la lista, se habilita el botón "Probar comunicación", que abre el puerto seleccionado y comprueba su funcionamiento, el código configura una tasa de 9600 (BPS, bauds per second), ocho bits de datos, un bit de parada y sin paridad para la comunicación serial, mismos parámetros han sido programados en el módulo RS232 del microcontrolador. Una vez que se ha comprobado la comunicación sin errores, se habilita el botón "Siguiente" como lo muestra la figura 8, entonces se ejecuta el programa que permite establecer los parámetros de la señal que se desea aplicar como estimulación.

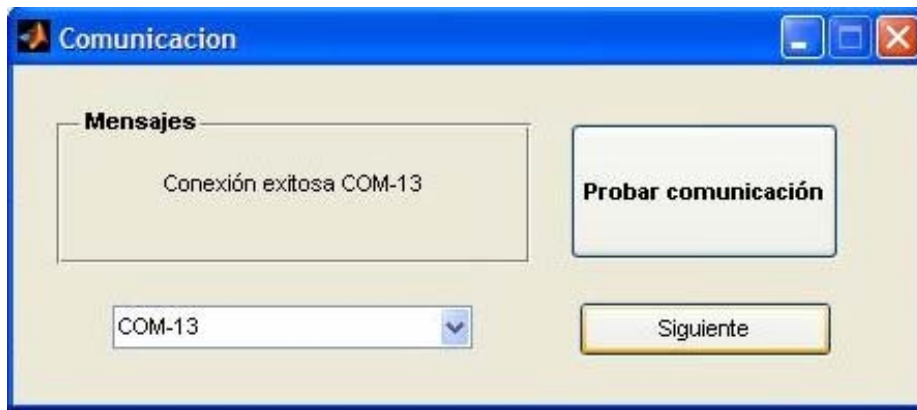


Fig. 8. Resultado de la prueba de comunicación exitosa entre la PC y la base de comunicación Xbee.

El cálculo de los parámetros de la señal que se enviarán al microcontrolador se realiza de forma visual como lo muestra la figura 9, donde se presenta la IGU de programación.

Inmediatamente se cargan los valores que describen a la onda biológica, con una amplitud máxima positiva de 200 mV. Dicha amplitud es variable de acuerdo a la posición del control deslizador; a cada cambio en el control de amplitud se calcula nuevamente el vector de datos con la relación lineal correspondiente, entonces el microcontrolador no realiza cálculos para establecer magnitudes o frecuencias, ambos parámetros los define el usuario desde esta IGU.

Las lecturas de la curva analógica generada por el transceptor fueron realizadas con un osciloscopio Tektronix TDS 2022B. Las resistencias variables del circuito DAC y del circuito de atenuación y filtrado, mostradas en la figura 6 permiten calibrar la ganancia del amplificador operacional, el nivel de offset y la amplitud de la señal que se entrega a los electrodos. Las señales analógicas generadas se muestran en la figura 14 de los resultados.

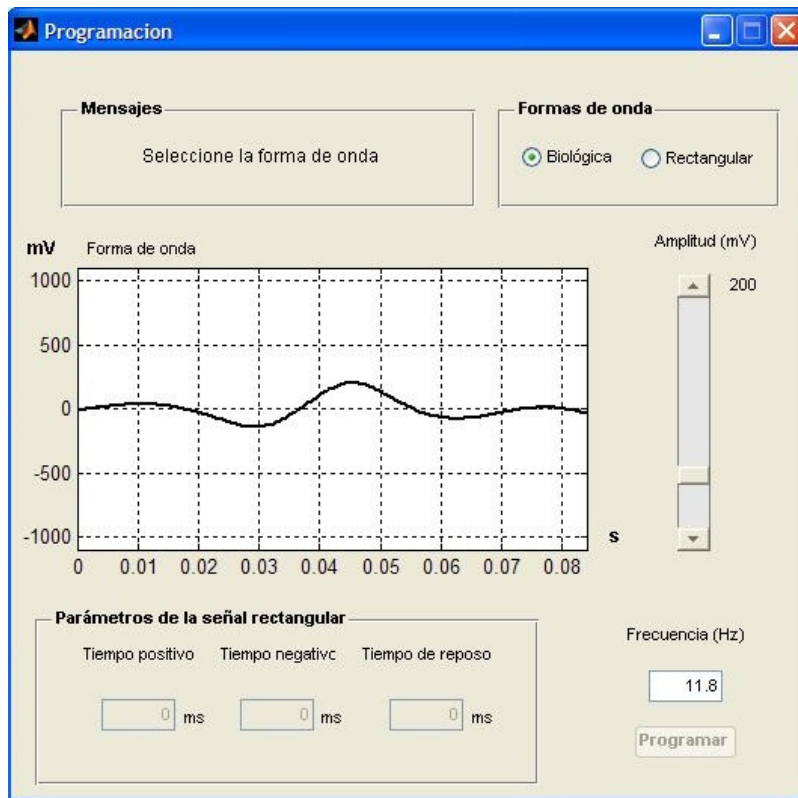


Fig. 9. Aspecto de la IGU para establecer los parámetros de la señal que se programará al microcontrolador como señal de estimulación.

En la misma IGU de la figura 9 se puede encontrar el panel de selección de formas de onda, que permite el cálculo de parámetros para establecer las características de un pulso rectangular, en dicho caso, no es posible modificar la frecuencia puesto que la forma de onda rectangular propuesta será probada a 20 Hz, sin embargo si es posible modificar el tiempo de los diferentes estados de la señal rectangular.

Así como en la forma de onda biológica, el control de la amplitud se realiza con el deslizador, que mantiene el último valor establecido por el usuario. Igualmente se recalcula el vector de datos numéricos que serán programados de forma inalámbrica hacia el microcontrolador. En la figura 10 se aprecia el aspecto de la IGU cuando se ha seleccionado la forma de onda rectangular y se habilita el botón “Programar”, que permitirá la programación de los parámetros establecidos por el usuario.

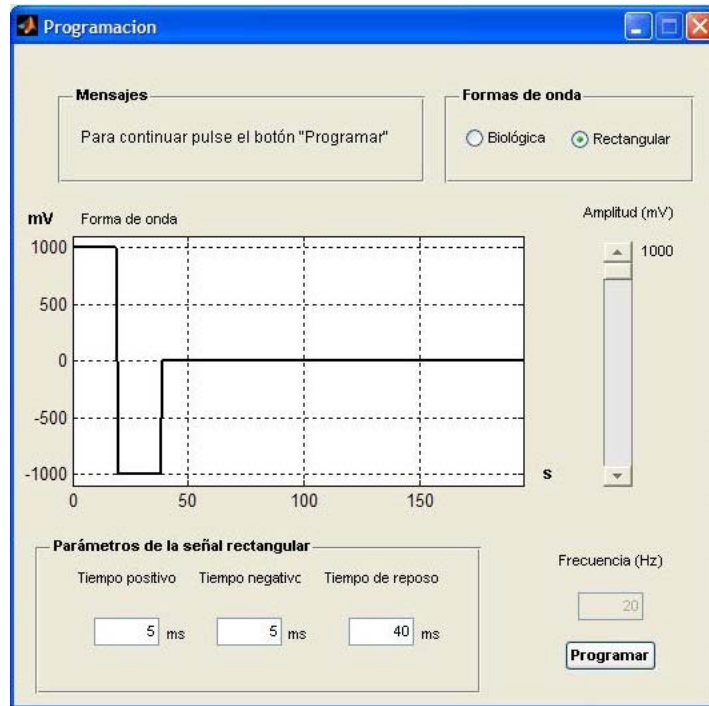


Fig. 10. Ejemplo de selección de la onda rectangular escalada al máximo nivel de voltaje.

La IGU que permite la programación del microcontrolador y el control de una sesión de estimulación se muestra en la figura 11. Dentro del panel de parámetros se muestra el resumen de las características de la señal calculada previamente. También cuenta con un control del tiempo que durará la estimulación en milisegundos, previamente establecido para 10 s. Una vez que el usuario ha confirmado que los parámetros son correctos puede enviar la información al transceptor para su programación. En caso de que requiera modificar los parámetros de la señal, se puede regresar a la IGU de programación descrita previamente.

En la parte inferior de la IGU se muestra el panel textual que emula el display LCD que se encuentra en el transceptor, en dicho panel se observa el estatus de operación además del nivel de batería y permite el monitoreo del transceptor aún a distancia gracias a su módulo de comunicación instalado.



Fig. 11. IGU de telemonitoreo y telecontrol del sistema de estimulación.

Una vez programados los datos que describen la señal analógica, se habilita el control de confirmación inhibiendo los controles de duración y envío pues el sistema se encuentra listo para iniciar el proceso de estimulación.

El médico deberá colocar entonces los electrodos de estimulación al paciente, el transceptor esperará que se confirme el inicio como se muestra en la figura 12. Aún puede cancelarse el inicio de la aplicación de la estimulación para calcular nuevos parámetros con el botón de regreso. En caso de que todos los parámetros sean correctos, el transceptor iniciará la prueba con los parámetros establecidos al momento de pulsar el botón OK. En cualquier momento puede detenerse la prueba pulsando el botón cancelar, de no ser necesaria la detención de la prueba, la PC enviará al transceptor la instrucción de detenerse cuando el tiempo programado haya sido agotado.



Fig. 12. Sistema preparado para iniciar una prueba de estimulación.

3. Resultados

Los resultados de mayor interés para comprobar la funcionalidad del diseño se han obtenido de la comunicación, programación inalámbrica y resolución digital.

Prueba de comunicación

La primera prueba consiste en solicitar la conexión del software de control y el transceptor, estando éste último apagado. El protocolo establecido para la prueba de conexión inalámbrica consiste en enviar un dato desde la PC que el microcontrolador deberá interpretar como la solicitud de dos parámetros: el número de identificación del equipo y la lectura del convertidor analógico-digital integrado que monitorea la batería.

En caso de que no haya una respuesta, el error reportado por el software es que el tiempo de respuesta ha sido excedido (calibrado con un tiempo de espera de 100 ms para las pruebas), en la figura 13a se muestra la advertencia cuando el transceptor no responde a la solicitud hecha por el usuario. En este caso el transceptor está apagado.

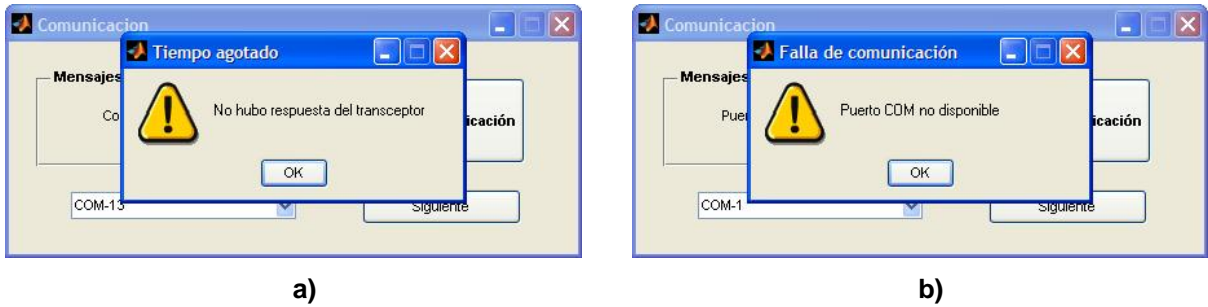


Fig. 13. a) Mensaje de advertencia por tiempo de respuesta excedido, b) Mensaje de advertencia por incapacidad de establecer comunicación física con el puerto indicado.

Otra posible falla en la comunicación es que el usuario elija un puerto disponible (activo en la PC) que no corresponda al puerto donde se encuentra conectada la base, en ese caso el sistema indicará el mensaje como se muestra en la figura 13b.

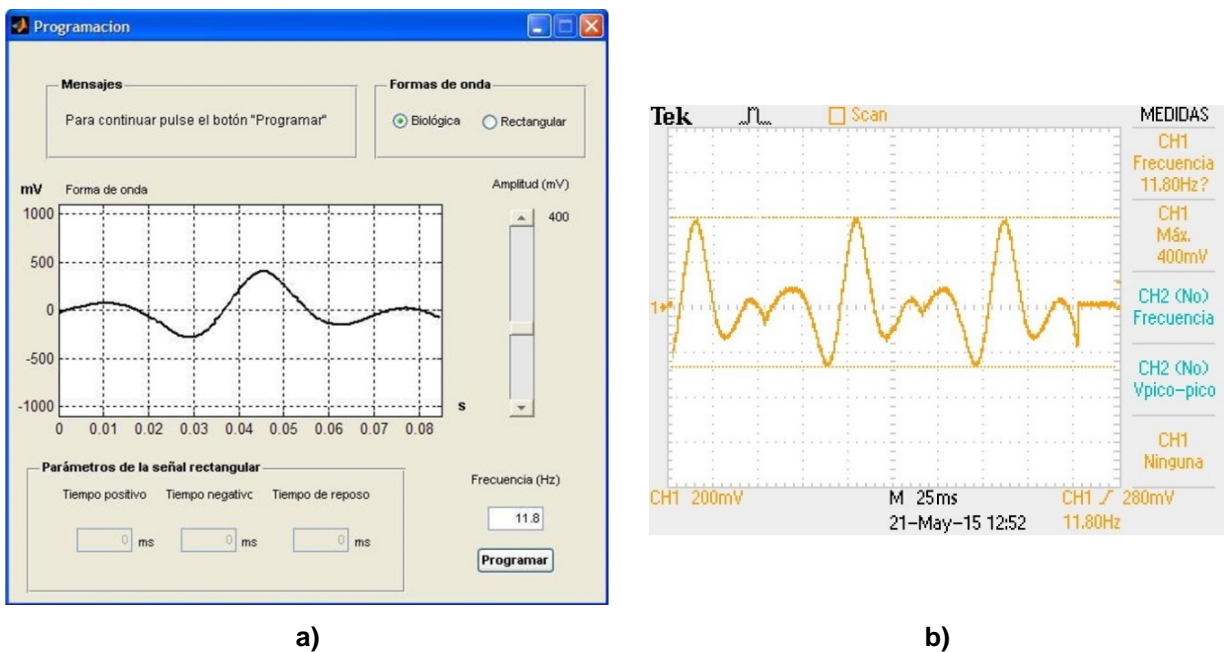


Fig. 14. a) Aspecto de la IGU con la simulación calibrada por el usuario, b) Señal analógica capturada en el osciloscopio.

Pruebas de programación inalámbrica

En la figura 14a se puede apreciar la curva simulada en la IGU de programación y en la figura 14b se aprecia la lectura del osciloscopio con la señal biológica modelada a 11.8 Hz y una amplitud de 400 mV.

La correspondencia en las amplitudes y frecuencias entre la simulación de la IGU y la señal analógica a la salida del circuito, son consistentes para los parámetros elegidos, sin embargo si existe error por resolución como se muestra enseguida.

Pruebas de resolución digital

La resolución del sistema ha sido calculada con la siguiente ecuación:

$$Resolución = \frac{|V_{max} - V_{min}|}{255} \quad (4)$$

La ecuación (4) explica el mínimo cambio analógico provocado por el incremento del bit menos significativo en la palabra decimal calculada. Por lo que la diferencia mínima analógica será de 7.84 mV por cada bit menos significativo de entrada al circuito DAC.

En la tabla 2 se muestra la comparación entre el voltaje calculado por la IGU y el voltaje analógico generado en el circuito.

No.	Dato numérico calculado (decimal)	Voltaje analógico calculado (mV)	Voltaje analógico de salida (mV)	Diferencia (mV)
1	255	1000	992	8
2	128	0	3.6	3.6
3	1	-1000	-989	11

Tabla 2. Comparación entre los voltajes calculados por el modelo lineal y los voltajes analógicos medidos por el osciloscopio.

4. Discusión

El sistema propuesto es capaz de generar señales eléctricas con características físicas consistentes con las que han sido utilizadas en experimentos de TES. A diferencia del equipo adaptado utilizado en diferentes investigaciones [4-8], permite el cálculo, manipulación y aplicación de dos señales eléctricas probadas en la investigación del efecto de la TES como terapia de rehabilitación de capacidades visuales en humanos, y con prestaciones propias de la comunicación inalámbrica incluida.

No es posible afirmar si la resolución propia del sistema es comparable con los equipos aplicados por otros investigadores, pues ninguna otra investigación se ha enfocado en el diseño electrónico del equipo de electroestimulación [4,6], únicamente se ha reportado el efecto parcial obtenido de su aplicación.

5. Conclusiones

Es posible afirmar que el sistema propuesto permitirá la aplicación de las señales descritas con fines de experimentación eléctrica transcorneal, además de posibilitar la comparación entre los efectos provocados por una u otra señal. Una ventaja del diseño es la capacidad de telemetría/telecontrol para su operación.

Con el prototipo presentado, será posible controlar la aplicación de la terapia sin la necesidad de atención continua por parte del personal médico, solo al inicio y al final de cada aplicación. En etapas posteriores será posible centralizar la información en una sola base de datos, ubicada en la computadora de control o dentro de una red de datos, haciendo más accesible la información requerida por el médico a través del historial evolutivo de cada paciente.

Es posible afirmar que su aplicación permitirá comparar los parámetros físicos de las señales eléctricas considerando el EPT como el principal indicador del efecto de cada señal. No se cuenta con información a nivel mundial de un sistema con las características descritas, ni funciones de comunicación inalámbrica para su operación, ya sea en publicaciones de investigación ni en libros especializados en el área de

biomédica. El prototipo tiene fines exclusivos de investigación y a la fecha no ha sido probado con pacientes.

6. Referencias

- [1] C. Hammond, *Cellular and Molecular Neurobiology*. Second edition. 2001. Academic Press. Paris. 3-5 pp., 10-13 pp., 36-41 pp.
- [2] A. Al-Majed, C. Neumann, T. Brushart, T. Gordon, “Brief Electrical Stimulation Promotes the Speed and Accuracy of Motor Axonal Regeneration”. *The Journal of Neuroscience*. 2000. Vol. 20. No. 7. 2602–2608 pp.
- [3] *Electric Stimulation Parameters for an Epi-Retinal Prosthesis*. Instituto de Tecnología de Massachussets. EE. UU. 1999.
- [4] K. Inomata, K. Shinoda, H. Ohde, et al., “Transcorneal Electrical Stimulation of Retina to Treat Longstanding Retinal Artery Occlusion”. *Graefe’s Arch Clin Exp Ophthalmol*. 2007. Vol. 245. 1773–1780 pp.
- [5] L. Naycheva, A. Schatz, T. Röck, G. Willmann, A. Messias, K.U. Bartz-Schmidt, E. Zrenner, F. Gekeler, “Phosphene Thresholds Elicited by Transcorneal Electrical Stimulation in Healthy Subjects and Patients with Retinal Diseases”. *Investigative Ophthalmology & Visual Science*. November 2012. Vol. 53. No. 12. 7440-7448 pp.
- [6] A. Schatz, T. Röck, L. Naycheva, G. Willmann, B. Wilhelm, T. Peters, K.U. Bartz-Schmidt, E. Zrenner, A. Messias, F. Gekeler, “Transcorneal Electrical Stimulation for Patients with Retinitis Pigmentosa – a Prospective, Randomized, Sham-Controlled Exploratory Study”. *Invest Ophthalmol Vis Sci*. Jun, 2011.
- [7] D. Robles-Camarillo, L. Niño-de-Rivera, J. López-Miranda, F. Gil-Carrasco, H. Quiroz-Mercado, “The Effect of Transcorneal Electrical Stimulation in Visual Acuity: Retinitis Pigmentosa”. *J. Biomedical Science and Engineering*. 2013. Vol. 6. No. 1-7.

- [8] D. Robles-Camarillo, L. Niño-de-Rivera, “Estimulador Eléctrico de Tejido Celular y Aplicación del Mismo”. Título de patente No. 321814. Julio 7, 2010.
- [9] Digi International Inc., “XBee Multipoint RF Modules Data Sheet”. En línea en: http://www.digi.com/pdf/ds_xbeemultipointmodules.pdf
- [10] Microchip Technology Inc., “PIC16F87XA Data Sheet”. En línea en: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39582C.pdf>
- [11] Texas Instruments Inc., “DAC0800, DAC0802 Data sheet”. En línea en: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/dac0800.pdf>
- [12] The Mathworks Inc. “Creating Graphical User Interfaces version 7”. En línea en: www.mathworks.com/help/pdf_doc/matlab/buildgui.pdf

7. Autores

Juan Jaime Salina Lara (Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones), egresado de la Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo, actualmente estudiante de la maestría en Tecnologías de la Información y Comunicaciones. Áreas de interés: Redes de comunicaciones con dispositivos Cisco, diseño electrónico y aplicación de las TICS.

Eric Simancas Acevedo (Doctor en Comunicaciones y Electrónica), egresado de la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación (SEPI-ESIME Culhuacan) del Instituto Politécnico Nacional (IPN) en el 2015; actualmente es Profesor Investigador Titular de la Universidad Politécnica de Pachuca en carreras de Ingeniería y Posgrado; especialista en el desarrollo de sistemas de seguridad y control basado en rasgos biométricos. Actualmente desarrolla proyectos basados en procesamiento de señales e imágenes, inteligencia artificial, filtros adaptivos, modelos estocásticos y tecnología educativa.

Luis Niño de Rivera y Oyarzabal (Doctor en Electrónica) egresado de la Universidad Autónoma Metropolitana; actualmente Profesor Investigador de la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación (SEPI) de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica unidad Culhuacán del Instituto Politécnico Nacional. Fundador y director del

laboratorio de visión artificial, interesado actualmente en los modelos adaptables para la generación de señales de estimulación eléctrica y su efecto en tejido celular.

Daniel Robles Camarillo (Doctor en Comunicaciones y Electrónica) graduado de la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación (SEPI) de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica unidad Culhuacán del Instituto Politécnico Nacional. Actualmente Profesor Investigador Titular de la Universidad Politécnica de Pachuca. Su línea de investigación incluye el desarrollo de sistemas electrónicos, de comunicación e interfaces para dispositivos de ingeniería biomédica.

Interpolación polinomial para determinar el tiempo óptimo de tratamiento criogénico para acero AISI D2 en medio básico

Irma Hernández Casco

Universidad Autónoma del Estado de México, Instituto Literario No. 100,
Teléfono: (722) 481 08 00
ihernandezc@uaemex.mx

Carlos Juárez Toledo

Universidad Autónoma del Estado de México, Instituto Literario No. 100,
Teléfono: (722) 481 08 00
cjuarez@uaemex.mx

Irma Martínez Carrillo

Universidad Autónoma del Estado de México, Instituto Literario No. 100,
Teléfono: (722) 481 08 00
imartinezc@uaemex.mx

Resumen

En este trabajo se presenta un modelo numérico realizado mediante interpolación polinomial, para determinar el tiempo óptimo de tratamiento criogénico para acero AISI D2, utilizando para ello los valores de coeficiente de fricción obtenidos experimentalmente mediante la prueba de desgaste en un medio básico, bajo tres condiciones de estudio, acero tratado convencionalmente, acero tratado criogénicamente durante 4 horas y acero tratado criogénicamente durante 16 horas. El modelo de interpolación polinomial utilizado permitió determinar un tiempo óptimo de 10 horas para el tratamiento criogénico.

Palabra(s) Clave(s): coeficiente de fricción, criogénico, interpolación polinomial.

1. Introducción

Industrialmente, muchas piezas sometidas a desgaste deben ser tratadas térmicamente para obtener una adecuada combinación de propiedades mecánicas y químicas, en años recientes la aplicación del tratamiento térmico criogénico se ha ido incrementando ya que permite elevar el tiempo de vida de las herramientas bajo condiciones de desgaste hasta en un 300%, dicha mejoría en la resistencia al desgaste se presenta debido a que al sumergirse el acero templado en nitrógeno gaseoso (-197°C) la austenita retenida durante el temple es transformada en martensita, permitiendo además la formación de partículas de carburo esféricas que aumentan la dureza del acero y mejoran su resistencia al desgaste[1]. Las partículas de carburo formadas crecen al aumentar el tiempo de tratamiento criogénico debido a la difusión del carbono en la matriz del acero, después se dividen en carburos secundarios distribuidos homogéneamente, los cuales aumentan su tamaño a expensas de los carburos más pequeños provocando que estos últimos desaparezcan y generando una distribución heterogénea de carburos de gran tamaño, lo que resulta en una disminución de dureza y de resistencia al desgaste [2-4]. Para un adecuado aprovechamiento de tiempo y recursos durante el tratamiento criogénico, es necesario determinar para cada tipo de acero, el tiempo de tratamiento criogénico óptimo que permita obtener la mayor dureza y el menor coeficiente de desgaste, lo cual requiere de una gran cantidad de pruebas de desgaste, que deben ser realizadas en conjunto con otros ensayos como microscopía electrónica de barrido, difracción de rayos x, pérdida de volumen, etc., estas últimas pruebas son particularmente costosas y de difícil acceso, es por ello que el uso de herramientas de modelado numérico a partir de un limitado número de experimentos podría permitir la determinación del tiempo óptimo de tratamiento criogénico sin una alta inversión en pruebas y experimentos. En este trabajo se determinará numéricamente el tiempo óptimo de tratamiento criogénico para acero AISI D2 a partir de valores de coeficiente de fricción obtenidos en un ambiente con ph básico.

2. Desarrollo

Para realizar las pruebas de tribocorrosión se utilizaron probetas de 2 in de diámetro y 3/8 in de altura con la composición nominal mostrada en la Tabla 1, las probetas fueron pulidas y sujetas a tratamiento térmico convencional, austenizadas a 1060°C durante una hora, templadas en aire y revenidas a 400°C también durante una hora. Se probaron 3 condiciones de resistencia al desgaste, acero sin tratamiento criogénico, acero tratado criogénicamente por 4 horas y acero tratado criogénicamente por 16 horas. El tratamiento criogénico se realizó en un dispositivo con la configuración mostrada en la Fig. 1.

%C	%Mn	%Si	%Cr	%Ni	%Mo	%V
1.4-1.6	0.30-0.60	0.30-0.50	11.0-13.0	0.3 max	0.7-1.2	1.1 max

Tabla 1. Composición nominal del acero AISI D2.

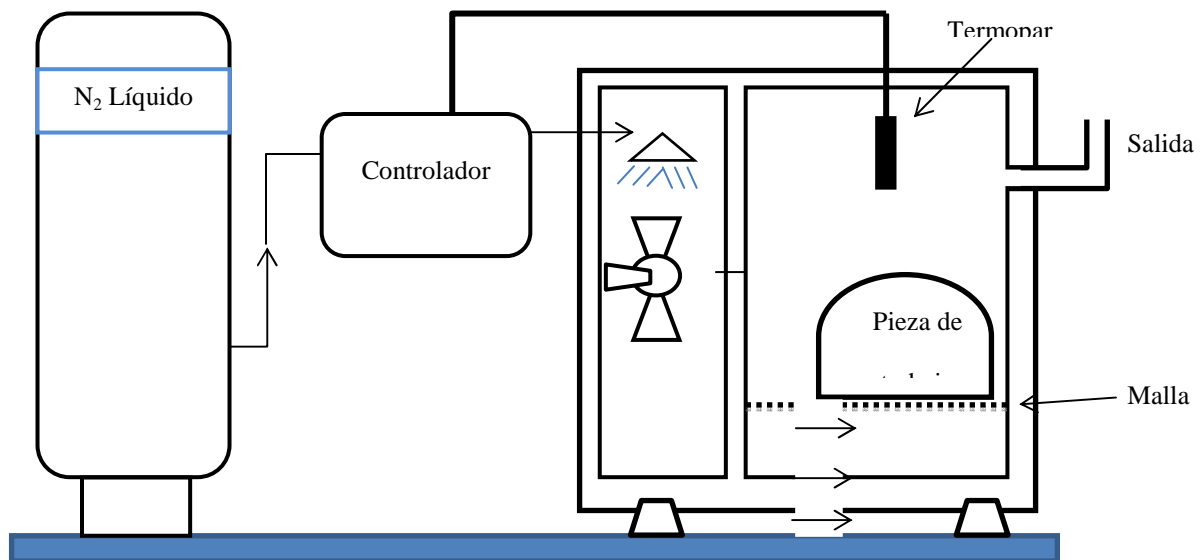


Fig. 1. Esquema del equipo para realizar el tratamiento criogénico.

Las pruebas de resistencia al desgaste se realizaron en el dispositivo mostrado en la Fig. 2, las probetas fueron sumergidas en solución buffer comercial con un $\text{ph} = 10$, para simular el ambiente al que están sometidas algunas herramientas en la industria alimenticia. Las probetas se mantuvieron estáticas durante 30 minutos midiéndose el potencial de circuito abierto, encontrándose que en dicho tiempo se alcanzaba la estabilidad electroquímica, enseguida se realizó la prueba de desgaste durante 10 minutos, utilizando un pin de zirconia, con una carga de 774 g, un diámetro de huella de 1 cm y una velocidad de giro de 234 rpm, después de los 10 minutos se dejó que la probeta alcanzara nuevamente el equilibrio electroquímico para después repetir el ciclo de desgaste por otros 10 minutos, se adquirieron 2 mediciones por segundo del coeficiente de desgaste (COF), los cuales se utilizaron para el modelo matemático.

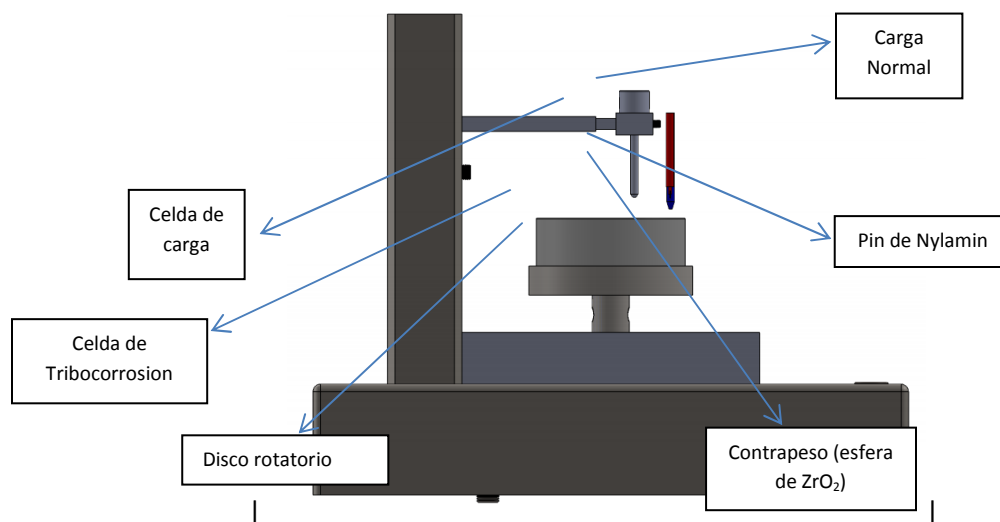


Fig. 2. Esquema del dispositivo utilizado para realizar las pruebas de desgaste en medio básico.

3. Interpolación Polinomial para determinas las mínimas zonas de fricción

En este artículo se utilizó la Interpolación Polinomial para determinar el tiempo de tratamiento criogénico para el cual se obtiene el valor mínimo del coeficiente de fricción .

La interpolación polinomial es usada para determinar valores intermedios en una función definida de la forma $f(x)$, de la cual solo se conocen algunos puntos tal y como lo muestra la Fig. 3.

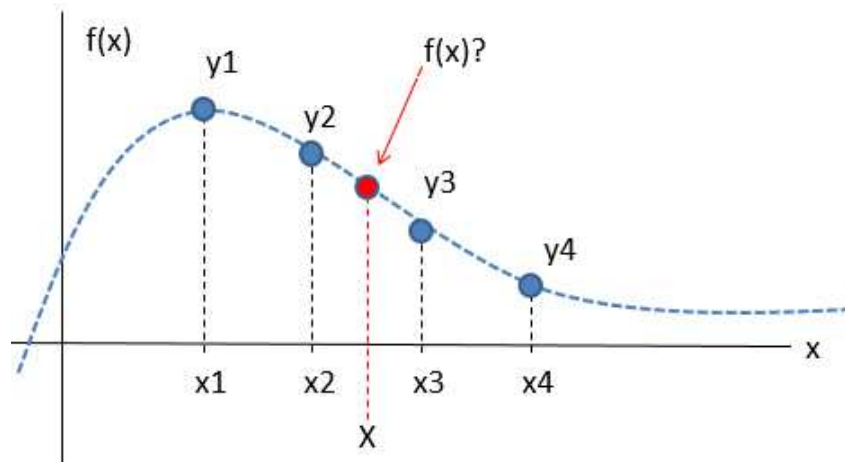


Fig. 3. Variación del nivel con respecto del tiempo.

donde x es el valor a determinar, en nuestro estudio corresponde al tratamiento en horas y el eje “y” representa el grado de coeficiente de fricción.

Para conseguir una interpolación que nos permita determinar las diferentes curvas de nivel de los coeficientes de fricción tenemos que las diferencias hacia delante de los coeficientes de fricción conocidos se pueden determinar como:

$$\begin{aligned} \Delta^i y_i &= y_{i+1} - y_i \\ i &= 1, 2, 3, \dots, n \end{aligned} \tag{1}$$

donde el I romano indica que es la primera diferencia hacia delante, suponiendo que la función en y_i es función continua y diferenciable en el intervalo.

De igual forma las segundas diferencias se escriben a partir de las primeras es decir:

$$\begin{aligned} \Delta^{\text{II}} y_i &= \Delta^{\text{I}} y_{i+1} - \Delta^{\text{I}} y_i \\ i &= 1, 2, 3, \dots, n-1 \end{aligned} \quad (2)$$

donde Δ^{II} significa la segunda diferencia descrita a partir de la primera Δ^{I}

Una manera práctica de encontrar la interpolación del sistema es describir los coeficientes de fricción y_2, y_3, y_4, \dots en términos de las diferencias divididas " Δy_i " y " y_i "

$$\left. \begin{aligned} y_2 &= y_1 + \Delta^{\text{I}} y_1 \\ y_3 &= y_1 + 2\Delta^{\text{I}} y_1 + \Delta^{\text{II}} y_1 \\ y_4 &= y_1 + 3\Delta^{\text{I}} y_1 + 3\Delta^{\text{II}} y_1 + \Delta^{\text{III}} y_1 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

de lo cual se puede deducir que el sistema de ecuaciones que determinan los coeficientes de fricción en términos de diferencias finitas se puede describir como

$$\left. \begin{aligned} y_2 &= (1 + \Delta) y_1 \\ y_3 &= (1 + \Delta)^{\text{II}} y_1 \\ y_4 &= (1 + \Delta)^{\text{III}} y_1 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

De lo cual se deduce que para y_k tenemos

$$y_{k+1} = (1 + \Delta)^k y_1 \quad (5)$$

distancia	Caso Original (0 hrs de trabajo)	Caso a (4 hrs de trabajo)	Caso b (16 hrs de trabajo)
2.5	0.4047	0.14071	0.13496
5.0	0.3920	0.14743	0.14961
7.5	0.4122	0.13416	0.15370
10.0	0.3646	0.13856	0.15880
12.5	0.3772	0.12961	0.16870
15.0	0.3818	0.12489	0.17211
17.5	0.3622	0.13558	0.16864

Tabla 2. Valores de COF obtenidos experimentalmente.

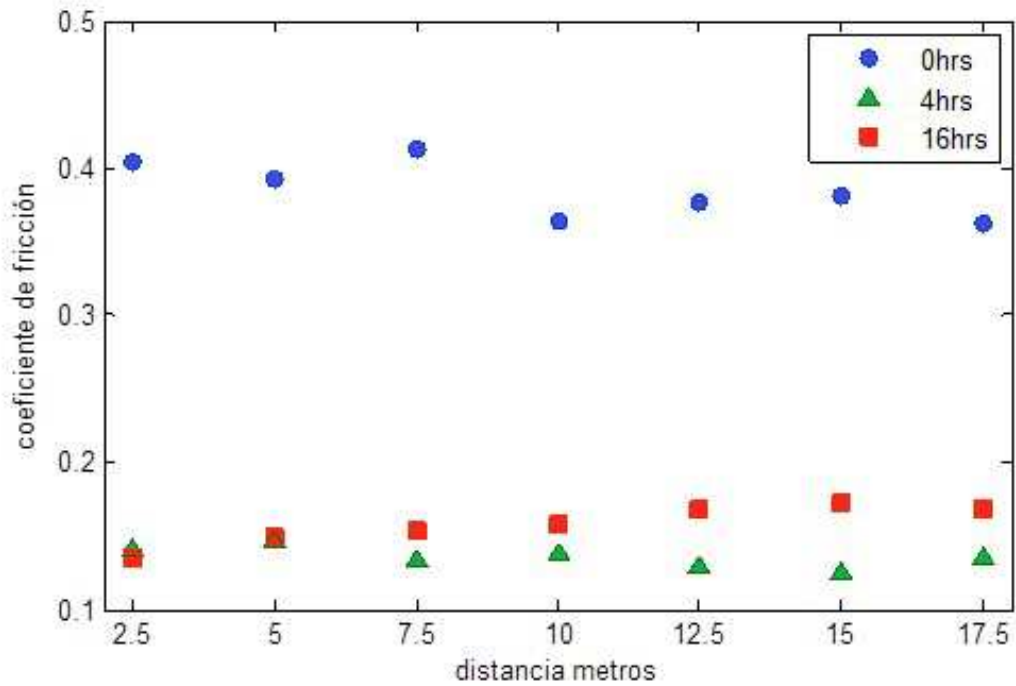


Fig. 4. Variación del nivel con respecto del tiempo.

Como puede observarse, para valores de COF obtenidos durante diferentes tiempos de tratamiento térmico:

- Al inicio de la prueba los coeficientes de fricción resultantes para 4 y 16 horas son muy cercanos.
- Un mayor tiempo de tratamiento criogénico no siempre conduce a un menor coeficiente de fricción
- La separación máxima entre los coeficientes de fricción ocurre a los 15 metros de distancia de desgaste.

Con estos datos se pretende encontrar el tiempo de trabajo donde el coeficiente de fricción tiene su mínimo.

Aplicando directamente el teorema uno a la columna dos de la Tabla 2, podemos concluir que la interpolación resultante es un polinomio de orden dos con la siguiente forma:

$$P(x)=b_0+b_1x+b_2x^2 \quad (7)$$

donde b_0 , b_1 y b_2 son constantes a resolver por medio de la siguiente matriz adjunta

$$\begin{array}{ccc|c} 1 & 0 & 0 & c_1 \\ 1 & 4 & 16 & c_2 \\ 1 & 16 & 256 & c_3 \end{array} \quad (8)$$

observe que c_1 , c_2 y c_3 son los coeficientes de fricción para cada caso en particular teniendo por resolver siete sistemas de ecuaciones, cuyos resultados se muestran en la tercera columna de la Tabla 3.

Distancia	Diferencias hacia adelante	Interpolación Polinomial
2.5	0.4047 -0.2640 -0.2583 0.1407 -0.0057 --- 0.1350 --- ---	$P(2.5)=0.4047-0.0824*x+0.0041*x^2$
5.0	0.3921 -0.2447 -0.2468 0.1474 0.0022 --- 0.1496 --- ---	$P(5.0)=0.3921-0.0765*x+0.0038*x^2$
7.5	0.4123 -0.2781 -0.2977 0.1342 0.0195 --- 0.1537 --- ---	$P(7.5)=0.4123-0.0873*x+0.0044*x^2$
10.0	0.3647 -0.2261 -0.2464 0.1386 0.0202 --- 0.1588 --- ---	$P(10.0)=0.3647-0.0711*x+0.0036*x^2$
12.5	0.3773 -0.2477 -0.2867 0.1296 0.0391 --- 0.1687 --- ---	$P(12.5)=0.3773-0.0782*x+0.0041*x^2$
15.0	0.3818 -0.2569 -0.3041 0.1249 0.0472 --- 0.1721 --- ---	$P(15.0)=0.3818-0.0813*x+0.0043*x^2$
17.5	0.3623 -0.2267 -0.2598 0.1356 0.0331 --- 0.1686 --- ---	$P(17.5)=0.3623-0.0715*x+0.0037*x^2$

Tabla 3. Diferencias finitas y Ecuaciones Polinomiales.

-

Graficando los polinomios podemos tener una primera aproximación del comportamiento del sistema como se muestra en la Fig. 5.

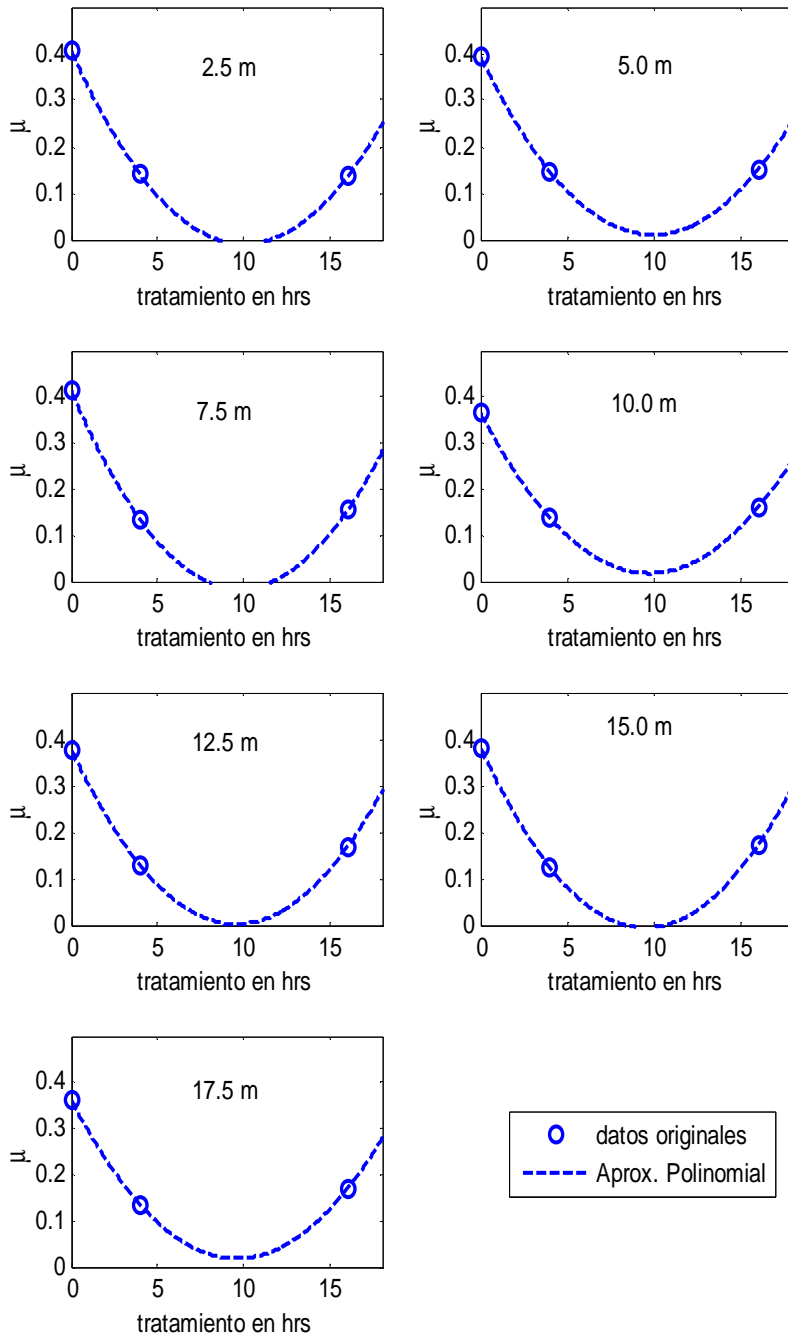


Fig. 5. Variación del coeficiente de fricción “μ” con respecto del tiempo.

Cuyos coeficientes mínimos de fricción fueron determinados para las siguientes horas de tratamiento criogénico como lo muestra la Tabla 4.

Distancia	hrs de trabajo
2.5	10.0584
5.0	9.9763
7.5	9.8169
10.0	9.7682
12.5	9.6002
15.0	9.5383
17.5	9.6291

Tabla 4. Horas de trabajo para determinar los mínimos valores del coeficiente de fricción.

En la Tabla 4 puede observarse que el promedio mínimo es alcanzado a las 9.7696 horas aproximadamente, lo cual se encuentra en concordancia con las zonas con los mínimos coeficientes de fricción "MCF" de la Fig. 5, en la cual se encuentran a las 10 horas de tratamiento aproximadamente.

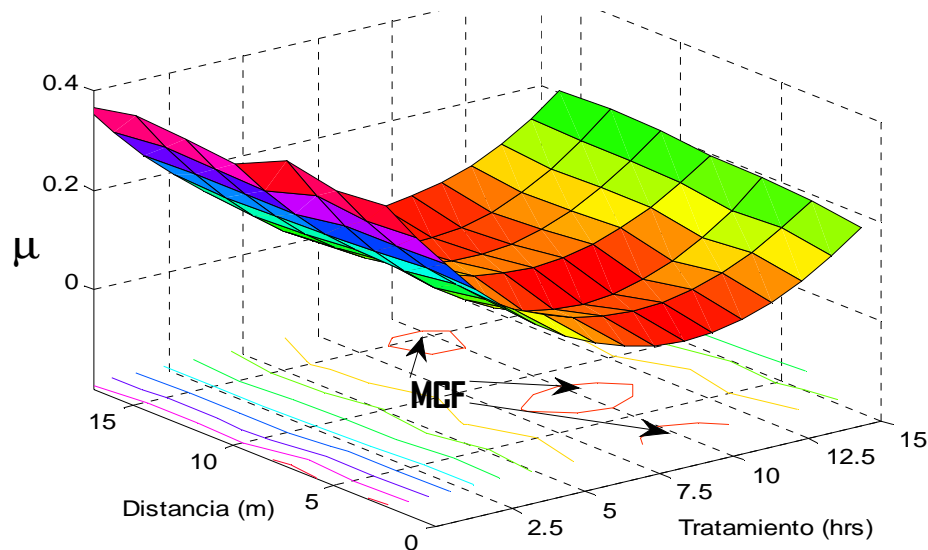


Fig. 5. Gráfica mostrando las zonas de los mínimos coeficientes de fricción MCF.

Es importante mencionar que de acuerdo a los resultados de la interpolación polinomial los mínimos valores del coeficiente de fricción se encuentran distribuidos simétricamente entre 4 y 16 horas, aunque experimentalmente ha sido reportado que el tiempo óptimo de tratamiento criogénico para el acero estudiado es de alrededor de 18 horas, por lo anterior, se recomienda realizar pruebas experimentales para al menos dos tiempos de tratamiento criogénico más, 10 y 20 ó 24 horas a fin de obtener una mejor aproximación al tiempo óptimo de tratamiento criogénico.

5. Conclusiones

Mediante la técnica de interpolación polinomial se pudo determinar a partir de los coeficientes de fricción medidos experimentalmente que el tiempo óptimo de tratamiento criogénico para el acero AISI D2 en un ambiente con $pH=10$ es de 10 horas, sin embargo debe resaltarse que hay una gran diferencia entre el primer y el segundo tiempo de tratamiento probados experimentalmente, por lo que las curvas de interpolación polinomial se presentan simétricas, por ello se recomienda realizar pruebas para tiempos de tratamiento criogénico intermedios, el realizar la interpolación polinomial con un mayor número de condiciones experimentales permitiría determinar de una manera más certera el valor de tratamiento criogénico óptimo, a partir de los valores de coeficiente de fricción sin necesidad de recurrir a pruebas experimentales costosas.

6. Referencias

- [1] Kokosza, et. Al., Evaluation of retained austenite stability in heat treated cold work tool steel. 2005. *J. Mater Process Tech.* 162-163, 327-31pp.
- [2] D. Das, et. Al., "Influence varied cryotreatment on the wear behavior of AISI D2 steel". *Wear.* Vol. 266. 2008. 297-309 pp.

- [3] D. Das y cols., "Correlation of microstructure with wear behaviour of deep cryogenically treated AISI D2 steel". *Wear*. No. 267. 2009. 1371–1380 pp.
- [4] J. Y. Huang y cols., "Microstructure of cryogenic treated M2 tool steel, *Materials Science and Engineering*". Vol. A339. 2003. 241-244 pp.

7. Autores

Dra. Irma Hernández Casco, obtuvo su título de Doctorado en Ciencias en Ingeniería Metalúrgica y Cerámica en CINVESTAV, Unidad Saltillo en 2008. Actualmente es profesora de tiempo completo en la UAEMex.

Dr. Carlos Juárez Toledo obtuvo su título de Maestría y Doctorado en Ciencias con especialidad en Ingeniería Eléctrica del CINVESTAV, Unidad Guadalajara, 2003 y 2008 respectivamente, desarrollo una estancia doctoral en el departamento de Eléctrica y Computación de NU, Boston, Massachussets en 2005 y una estancia posdoctoral en la Facultad de Ingeniería Eléctrica en la UNAM en 2008-2009. Actualmente es profesor de tiempo completo en la UAEMex.

Dra. Irma Martínez Carrillo obtuvo su título de Maestría y Doctorado en Ciencias con especialidad en Ingeniería Eléctrica del CINVESTAV, Unidad Guadalajara, 2003 y 2008 respectivamente, Ganadora de los certámenes nacionales de tesis en el área de Informática y Control a nivel Maestría y Doctorado en 2005 y 2009. Actualmente es profesora de tiempo completo en la UAEMex.

Monitoreo y control de procesos basado en Arduino y Raspberry vía internet

Rubén Herrera Galicia

Instituto Tecnológico de Tuxtla Gutiérrez, Carretera Panamericana Km. 1080, Teléfono: (961)6151687
h_galicia24@hotmail.com

José David Arroyo Pérez

Instituto Tecnológico de Tuxtla Gutiérrez, Carretera Panamericana Km. 1080, Teléfono: (961)6151687

Manuel de Jesús Hernández Gutiérrez

Instituto Tecnológico de Tuxtla Gutiérrez, Carretera Panamericana Km. 1080, Teléfono: (961)6151687

Miriam Roxana Vázquez Flores

Instituto Politécnico Nacional, Av. Luis Enrique Erro S/N

Tania Berenice Palacios Molina

Instituto Politécnico Nacional, Av. Luis Enrique Erro S/N
pamtani_28@hotmail.com

Resumen

El trabajo aquí presentado está enfocado a describir los avances en el desarrollo de una red inteligente comunicada vía Ethernet que permite monitorear, analizar y controlar, con placas de desarrollo Arduino, Raspberry y un dispositivo móvil, a un sistema automatizado. El problema se aborda de manera genérica para que la solución defina las bases para ser aplicada a distintos procesos de monitoreo, análisis, y control. Derivado de ello se describe un sistema genérico que para la demostración de su utilidad se aplicó al monitoreo del voltaje y la corriente, y el control de las cargas activadas en una casa residencial con fines de ahorro energético.

Palabra(s) Clave(s): control de procesos, Highcharts, internet, PhpMyadmin, Raspberry Pi.

1. Introducción

Redes Ethernet.- Hay un alto potencial para las aplicaciones enfocadas a mejorar la operatividad y la sustentabilidad. Y existe un creciente interés por aplicaciones que integren sensores y actuadores con las técnicas de redes. Las aplicaciones básicas son de automatización y detección de fallas. Los trabajos innovadores son de; monitoreo, análisis de la calidad de la energía, regulación de la respuesta a la demanda eléctrica, integración de fuentes renovables, y ahorro de energía.

Mihaela Albu *et al.*, desarrollaron un sistema de monitoreo de una micro red de prueba de corriente directa para transferencia de energía, incluyendo mediciones y comunicación, realizando una aplicación segura y de control intuitivo que no requiere software instalado en la computadora del cliente, excepto por un explorador Web. Se combinó el uso de bases de datos de código abierto y la versatilidad del código PHP. La fuente está comunicada con el controlador a través de Ethernet y el protocolo de comunicación es TCP/IP. El ingreso de comandos por un usuario remoto es de forma indirecta a través de una página Web alojada en el servidor [1].

Ilche Georgievski, *et al.*, implementaron un sistema de control y monitoreo del consumo de energía eléctrica basado en redes inteligentes para edificios. El sistema realiza una esquematización de la activación de dispositivos, con el objeto de que la menor cantidad de dispositivos sean activados al mismo tiempo. Además toma en cuenta el momento en el cual el costo de la energía eléctrica es menor para realizar dicha activación, traduciéndose esto en optimización de costos. El sistema ha sido puesto a prueba solamente mediante prototipos [2].

Sean Dieter Tebje Kelly, *et al.*, desarrollaron una solución para monitoreo y manejo del consumo de energía en una casa. Las operaciones principales son el manejo remoto y control de cargas, una lámpara eléctrica o un calentador de agua. El sistema proporciona inteligencia ambiental para reducir el consumo de energía a través de la

tecnología del Internet de las cosas. El servidor del sistema recopila la información enviada por los sensores y la almacena en una base de datos. Una vez que el usuario lo solicita, la información es procesada y mostrada vía Website. La información es presentada en periodos de días, semanas y meses. Y también puede ser observada gráficamente [3].

Dawei He, *et al.*, crearon un sistema de monitoreo no intrusivo, el cual es un sistema que divide diferentes tipos de dispositivos en dos categorías. El grupo uno está formado por dispositivos que demandan una alta carga para funcionar (bombas de agua, aire acondicionado), mientras que el grupo dos está formado por dispositivos que demandan una carga menor (TV, cafeteras, impresoras). Lo que hace este sistema es monitorear y controlar la activación y desactivación de los dispositivos dependiendo del grupo al que pertenecen, dando prioridad a los dispositivos del grupo dos para no ser desactivados. La prioridad se basa en que la desactivación de dispositivos del grupo dos tiene mayor probabilidad de causar inconformidad al usuario. Se han hecho investigaciones del uso del sistema, pero aún se tienen retos por superar [4].

Jinsoo Han, *et al.*, diseñaron un sistema inteligente para el manejo de energía en el hogar considerando el consumo de energía y la generación. Para esto usaron un medidor inteligente que mide el consumo de energía de los aparatos eléctricos de la casa. La información de la medición es enviada hacia un servidor Web, para ser visualizada en la red. El protocolo de comunicación es Zigbee. La generación de la energía que requieren los aparatos eléctricos se controla con un PLC. Para la generación de energía eléctrica, se usa la energía solar y del viento, [5].

Ricardo Torquato, *et al.*, propusieron una plataforma de simulación Monte Carlo para estudiar redes residenciales de baja tensión. El sistema se basa en dos componentes. El primero es un modelo de red de múltiples fases con flujo de potencia armónica. El segundo es un modelo que establece las características de operación de una carga a través del comportamiento de varias curvas. Lo que hace la plataforma es un monitoreo

de distintos dispositivos durante 24 horas y posteriormente hace un análisis de las curvas de consumo energético usando la técnica de simulación Monte Carlo [6].

Michael C. Lorek, *et al.*, diseñaron un sensor para mediciones potencia eléctrica en edificios. En este sistema, una placa de desarrollo Raspberry Pi funciona como una estación base para recolectar la información de los dispositivos instalados en el panel. Las mediciones son cercanas a los valores ideales y el sistema mejora drásticamente las estimaciones reales de potencia [7].

Jianli Pan, *et al.*, presentan un estudio de la investigación y el estado de la técnica en edificios y microrredes inteligentes. El estudio es una perspectiva acerca del Internet móvil y la eficiencia energética. Se analizan los métodos de tratamiento de edificios y microrredes aplicando tecnologías de red y de control que permiten reducir el uso innecesario de energía. Se hace énfasis en que la medición inteligente, en interacción con las redes inteligentes, es útil para calcular la respuesta a la demanda. Tal interacción ofrece información de precios en tiempo real y ayuda a los administradores a ejecutar acciones para reducir el uso de energía durante las horas pico [8].

Nagender Kumar Suryadevara, *et al.*, desarrollaron un sistema inteligente de control y monitoreo en tiempo real para calcular el consumo de energía eléctrica en una casa. El sistema monitorea el voltaje y la corriente para calcular la energía consumida. El protocolo de comunicaciones es ZigBee. La información recibida es almacenada en una base de datos. Se visualizan los valores de voltaje, corriente y energía en una página Web. El objetivo es determinar los niveles de uso de electricidad en las horas pico para bajar el consumo de energía y mejorar su utilización [9].

Cynthujah Vivekananthan, *et al.*, propusieron un algoritmo para un administrador de energía en el hogar que en los cálculos usa precios en tiempo real. El objetivo del administrador es reducir el pago por concepto del consumo de energía. La primera fase del algoritmo es el monitoreo en tiempo real de los estados de los dispositivos controlables. En la segunda fase de programación se usan procesos de decisión de

Markov para reducir el uso de electrodomésticos basado en el comportamiento estocástico del costo de consumo. La fase de control en tiempo real incorpora las incertidumbres de los precios y el perfil del consumo del dispositivo para ayudar a la optimización del costo del consumo eléctrico [10].

Objetivo general.- Diseñar e implementar una red inteligente comunicada vía Ethernet que permita monitorear, analizar y controlar, con placas de desarrollo Arduino, Raspberry y un dispositivo móvil con comunicación inalámbrica, a un sistema automatizado.

Para la demostración de la utilidad del sistema desarrollado se aplica este al monitoreo y control del voltaje, la corriente y las cargas activadas en una casa residencial con fines de ahorro energético.

2. Desarrollo

Placas.- Raspberry Pi es una PC en miniatura. La PC ha sido desarrollada por la Fundación Raspberry Pi de Reino Unido con el objetivo de estimular la enseñanza de la informática básica en las escuelas. La tarjeta de desarrollo Raspberry Pi trabaja a una frecuencia de reloj 40 veces más rápida que Arduino uno. Además, Raspberry Pi tiene 128,000 veces más memoria RAM.

Raspberry Pi es una computadora que ejecuta un sistema operativo basado en Linux, soporta trabajo multitarea, incluye dos puertos USB y soporta conexión inalámbrica a Internet. Raspberry Pi es una computadora suficientemente potente, pero no lo suficiente para competir con una PC normal. Su principal desventaja es la lentitud en el manejo de imágenes.

Arduino uno y Raspberry Pi son parecidas y es posible que se asuma que estas plataformas compiten por resolver problemas similares. Raspberry Pi es una computadora, que corre múltiples programas e incluso se programa con ella. Mientras

que Arduino uno es un microcontrolador que corre solamente un programa, el que tenga cargado en su memoria.

Arduino uno es programado con aplicaciones basadas en C, pero no ejecuta un sistema operativo y no puede ser el sustituto de una computadora. Raspberry Pi es una plataforma apta para el desarrollo de aplicaciones domóticas y de control. Sin embargo, tiene un número limitado de entradas y salidas disponibles.

Raspberry Pi es superior a Arduino uno, pero solamente para cierto tipo de aplicaciones de software. La simplicidad de Arduino uno hace que éste sea una mejor opción para proyectos de hardware con tareas repetitivas de control. Arduino uno y Raspberry Pi son productos que se pueden combinar, y juntos pueden colaborar y ampliar el rango de posibilidades de una placa sola.

Lo que en el presente trabajo se hace es combinar Raspberry Pi con Arduino Ethernet asignando el control del hardware a Arduino y utilizando a Raspberry como un servidor para alojar a una página Web principal que incluye accesos a las páginas Web de control alojadas en las placas Arduino Ethernet. La forma física de comunicación entre ambos dispositivos es a través de Ethernet. Para el diseño de las páginas Web se usa HTML, CSS y PHP.

HTML define la forma y el contenido de una página Web. CSS define la presentación y el estilo. PHP es un lenguaje de código abierto adecuado para el desarrollo de páginas Web. Las paginas HTML con PHP incrustado ocupan menos código que las páginas HTML.

Con PHP no hay manera de que los usuarios conozcan el código ejecutado. PHP es Javascript, por tanto es ejecutado en el servidor generando HTML. El servidor Web se configura para procesar los archivos HTML con PHP y el código generado es enviado al cliente. El cliente recibe el resultado de ejecutar el script, pero desconoce el código subyacente.

JavaScript.- Es el lenguaje de programación de los buscadores de páginas Web, define los aspectos dinámicos y de comportamiento de una página Web, altera el contenido de un documento, responde a las interacciones del usuario, y recibe y presenta información de manera remota. Para introducir aspectos dinámicos a una página Web se usan las bibliotecas *Jquery*, *Ajax* y *Highcharts*.

JQuery.- Es una librería de componentes y funciones *JavaScript* desarrollada por John Resig. *JQuery* da acceso a los elementos de una página Web, altera el contenido, modifica la apariencia, responde a interacciones del usuario, anima cambios, simplifica las tareas de *JavaScript*, y actualiza una página con valores de un servidor a través de intercambio asíncrono de información con *Ajax*.

Ajax.- Es un conjunto de tecnologías unidas a través de JavaScript que garantizan interacción y manipulación dinámica de la presentación, intercambio y manipulación de la información e intercambio asíncrono de información con XMLHttpRequest.

Highcharts.- Es una biblioteca en lenguaje JavaScript. Esta biblioteca se usa para agregar gráficas interactivas a una página Web. Las gráficas que soporta son de tipo líneal, áreas, y columnas [11]. Highcharts tiene la opción de modificar los ejes en tiempo real y en combinación con *JQuery* y *Ajax*, presenta gráficas en constante actualización con los valores del servidor, y los datos suministrados por el usuario.

Highcharts funciona sin clientes secundarios y requiere solo dos archivos: el núcleo *highcharts.js* y el *JQuery*, ó el *Ajax*. El ajuste de las opciones de configuración se hace a través de una estructura de notación de objetos JavaScript.

Manejo de bases de datos.- SQL se usa para el control de bases de datos, MySQL se usa para acceder a la base de datos desde un buscador, PHPMyAdmin se usa para la administración de bases de datos a través de Ethernet.

SQL.- Es el lenguaje estándar ANSI/ISO de control de bases de datos relacionales. SQL es un lenguaje capaz de acceder a cualquier sistema relacional comercial. Por ser

un lenguaje declarativo, es suficiente indicar qué se quiere hacer. En cambio, en los lenguajes procedimentales es necesario especificar cómo se debe hacer la acción.

Las operaciones de SQL reciben el nombre de sentencias y están formadas por partes denominadas cláusulas. Trabajar con un lenguaje de programación anfitrión para dar soporte a SQL como si fuese un huésped se conoce con el nombre de SQL hospedado. Para esto se requiere un compilador que separe las sentencias del lenguaje de programación de las sentencias SQL.

MYSQL.- Es una herramienta básica para diseñar y programar bases de datos de tipo relacional. Cuenta con múltiples aplicaciones y aparece en la literatura como una de las más utilizadas por usuarios del medio. MySQL se usa como servidor al cual pueden conectarse múltiples usuarios y utilizarlo al mismo tiempo.

MySQL permite recurrir a bases de datos multiusuario a través de un buscador Web y en diferentes lenguajes de programación que se adaptan a diferentes necesidades y requerimientos. MySQL es conocida por desarrollar alta velocidad en la búsqueda de datos e información.

PhpMyadmin.- Es una herramienta de software libre escrito en PHP que permite administrar MySQL a través de Internet. PhpMyAdmin es utilizado en operaciones de gestión de bases de datos. PhpMyAdmin se puede incorporar a través de una interfaz de usuario manteniendo la capacidad de ejecutar cualquier sentencia SQL [12].

Metodología.- En la figura 1 se muestra un diagrama a bloques del sistema. Los sensores están conectados a una placa de desarrollo Arduino Ethernet, ver Fig. 2. El Arduino Ethernet uno se encarga de adquirir las mediciones y enviarlas al Raspberry Pi vía Ethernet. La placa de Arduino Ethernet hace las mediciones, integra a los datos y los envía por paquetes al Raspberry Pi.

El Raspberry Pi desempeña múltiples funciones, ver figuras 1 y 3; recibe los datos enviados por el Arduino Ethernet uno que corresponden a las mediciones hechas con los sensores, es un servidor Web que muestra en la página Web de inicio el valor de las

últimas mediciones recibidas, mantiene actualizada a la base de datos, muestra el enlace para acceder a la página Web de control, y aloja a la página Web que permite al usuario observar el historial de los datos.

El Arduino Ethernet dos se encarga de las tareas de control, ver figuras 1 y 4. Para ello aloja en su memoria una página Web de control que permite al usuario seleccionar los valores de referencia para el control. El usuario accede a esta página Web desde un enlace incluido en la página Web de inicio alojada en el Raspberry Pi. Además, el Arduino Ethernet dos se encarga de activar a los actuadores, cuando así se requiera.

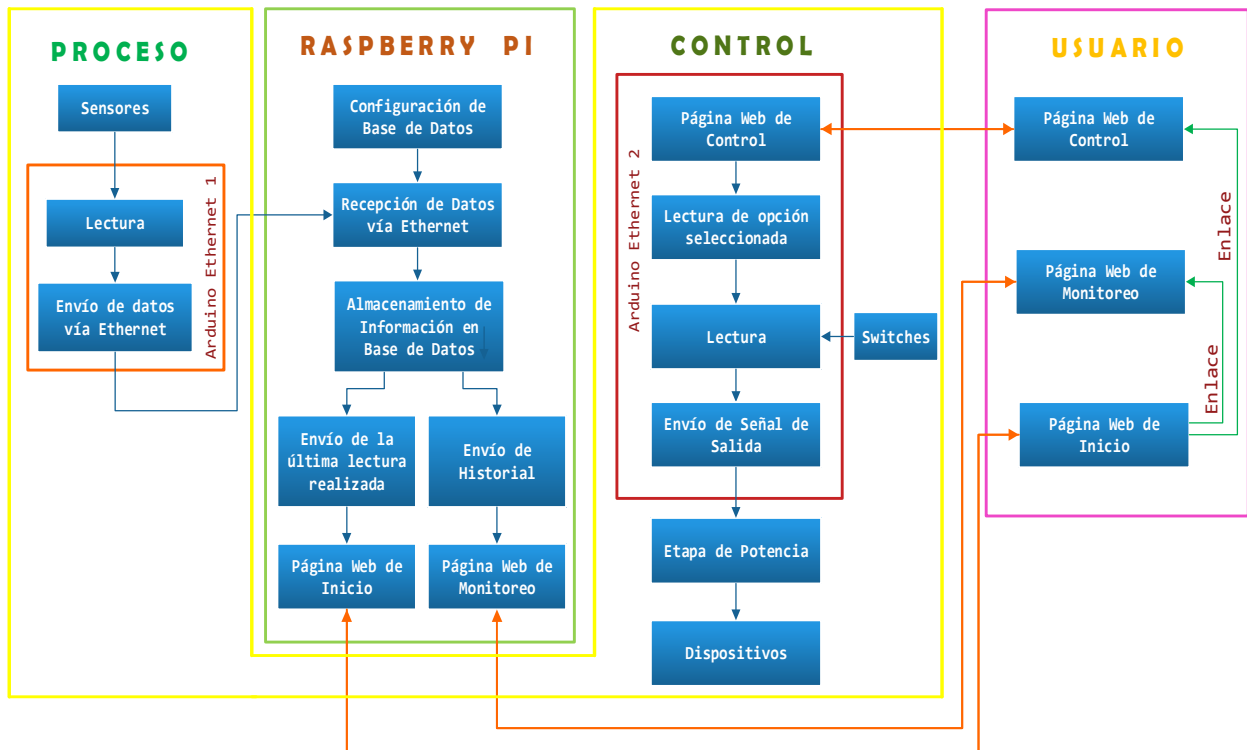


Fig. 1. Diagrama a bloques; sistema de monitoreo y control.

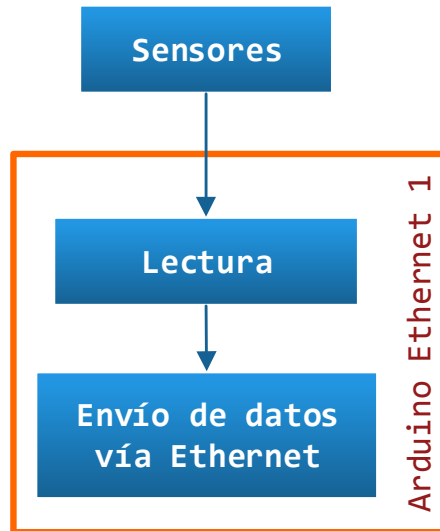


Fig. 2. Diagrama a bloques; etapa de medición.

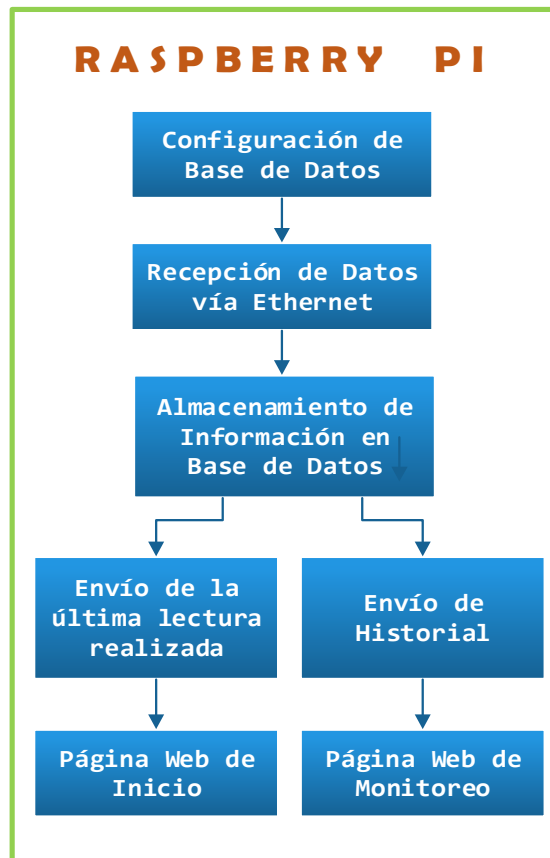


Fig. 3. Diagrama a bloques; funciones del Raspberry Pi.

El usuario intercambia información a través de las páginas Web alojadas en el Raspberry Pi y en el Arduino Ethernet dos. Raspberry Pi actúa como cliente cuando recibe la última lectura de los sensores y actúa como servidor cuando muestra al usuario la última lectura de los sensores, o el historial de datos. El Arduino Ethernet actúa como cliente cuando recibe del usuario los valores de referencia y actúa como servidor cuando le muestra el estado de las variables de control.

Aplicaciones desarrolladas.- se implementaron los programas para las tareas del sistema presentadas en la figura 1. **Casa_Inteligente_Monitoreo.**- Este programa es el código cargado en Arduino Ethernet uno. El programa realiza la función de tomar las lecturas de los sensores y enviar dichos valores vía Ethernet mediante el método GET. El Raspberry Pi se encarga de recibir los datos de las mediciones con el programa tabla.php.

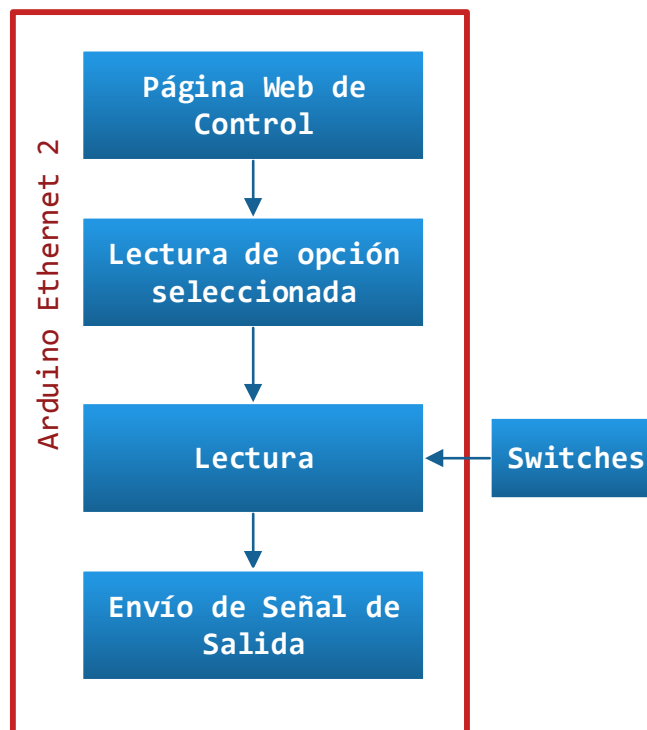


Fig. 4. Diagrama a bloques de las funciones del Arduino Ethernet dos.

Tabla.php.- Este programa adquiere los valores de los sensores que son enviados por el Arduino Ethernet uno mediante el método GET y los inserta a la base de datos, llamada Tabla uno. Para acceder a la base de datos es necesario dar los permisos necesarios, importando el archivo de configuración *config.php* desde el programa *tabla.php*.

Config.php.- Este código se encarga de realizar la configuración de la base de datos, para lo cual es necesario declarar cuál es el usuario y contraseña de ingreso desde phpmyadmin, así como el nombre de la base de datos.

Index.php.- Mediante este código se crea la página Web de inicio y se realiza la adquisición de los valores medidos de los sensores. Así como la presentación de la fecha y la hora correspondientes. También en este código se incluye la programación necesaria para la creación de los dos enlaces que permiten al usuario acceder a la página web de control y a la ventana de la presentación gráfica del historial.

Proxy.html.- Este código se encarga de realizar el enlace necesario para acceder a la página Web de control. **Grafica.php.-** Se encarga de obtener las lecturas almacenadas en la base de datos, y hacer una presentación gráfica del historial.

Casa_Inteligente_Control.ino: Este programa es el código cargado en Arduino Ethernet dos. Se encarga de mostrar en un buscador la página Web de control al recibir la petición HTTP, realiza la lectura de la opción seleccionada por el usuario, realiza la lectura de los interruptores activados, y finalmente realiza las comparaciones de los distintos casos para determinar la acción a realizar con los dispositivos.

3. Resultados

En las figuras 5 y 6 se muestra la página Web de inicio. La página muestra los últimos valores leídos de los sensores, la hora de la lectura, y dos enlaces. Un enlace para ir a la página de control y otro para ir a ver el historial de lecturas. En la figura 7 se muestran los valores almacenados en la Tabla uno de la base de datos. Las mediciones

son actualizadas cada setenta milisegundos. En las figuras 8 y 9 se observa el historial de los datos leídos por los sensores. El registro de la Tabla uno del servidor Raspberry Pi se muestra en la página de monitoreo de forma gráfica usando *Highcharts*. El historial grafico se presenta haciendo uso del programa *grafica.php*.

En la figura 10 se muestra la página Web de control. El código de programación se carga en Arduino Ethernet dos. En la página se puede seleccionar el número máximo de dispositivos que pueden ser activados al mismo tiempo. También en la página se puede seleccionar el modo de operación; manual o remoto. En modo manual los dispositivos se activan y desactivan de manera local. En modo remoto los dispositivos se activan y desactivan de manera remota presionando los botones incorporados a la página Web.

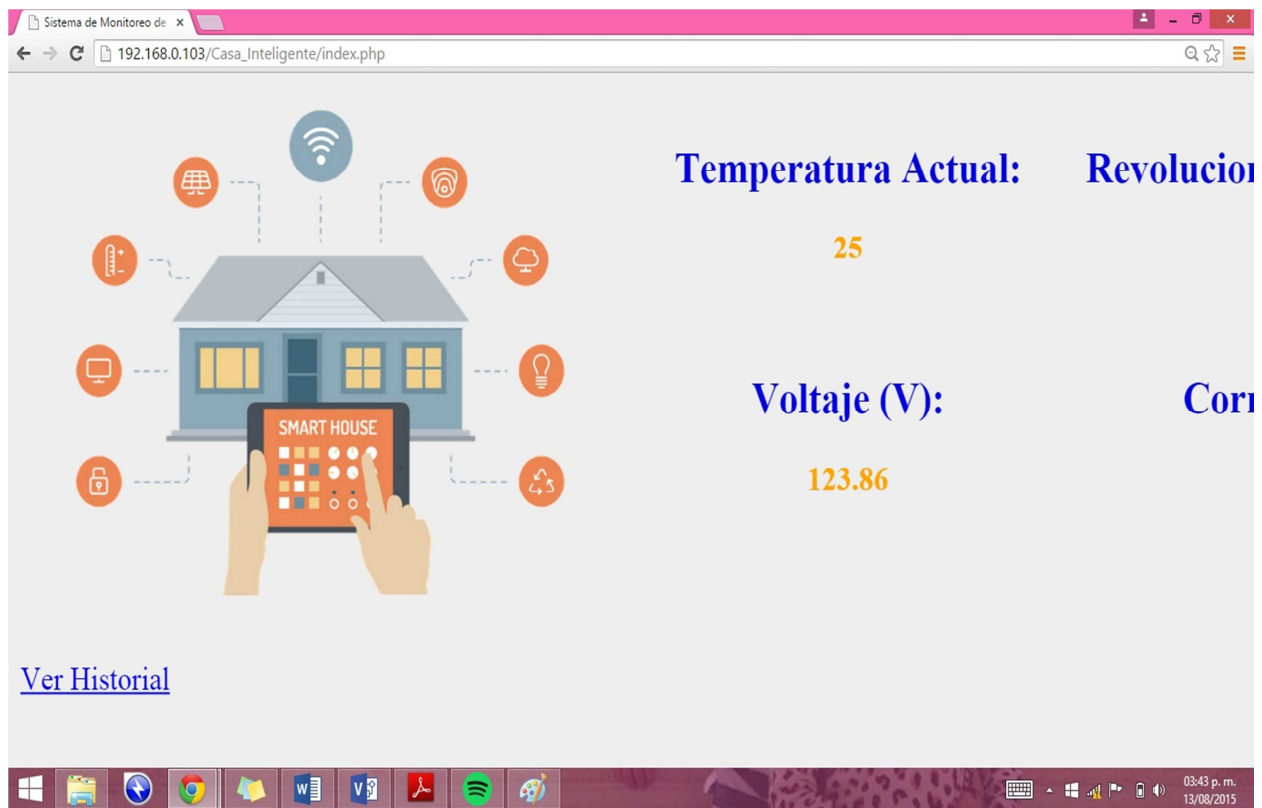


Fig. 5. Página Web de inicio; sistema de monitoreo y control.

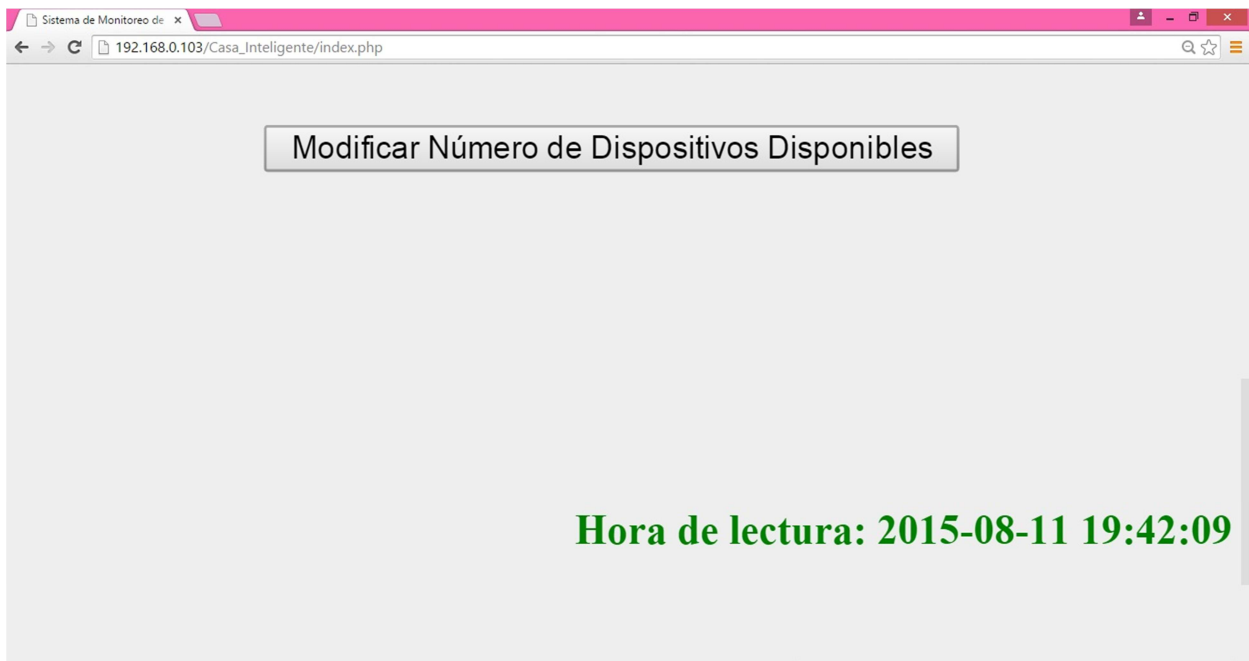


Fig. 6. Página Web de inicio; sistema de monitoreo y control.

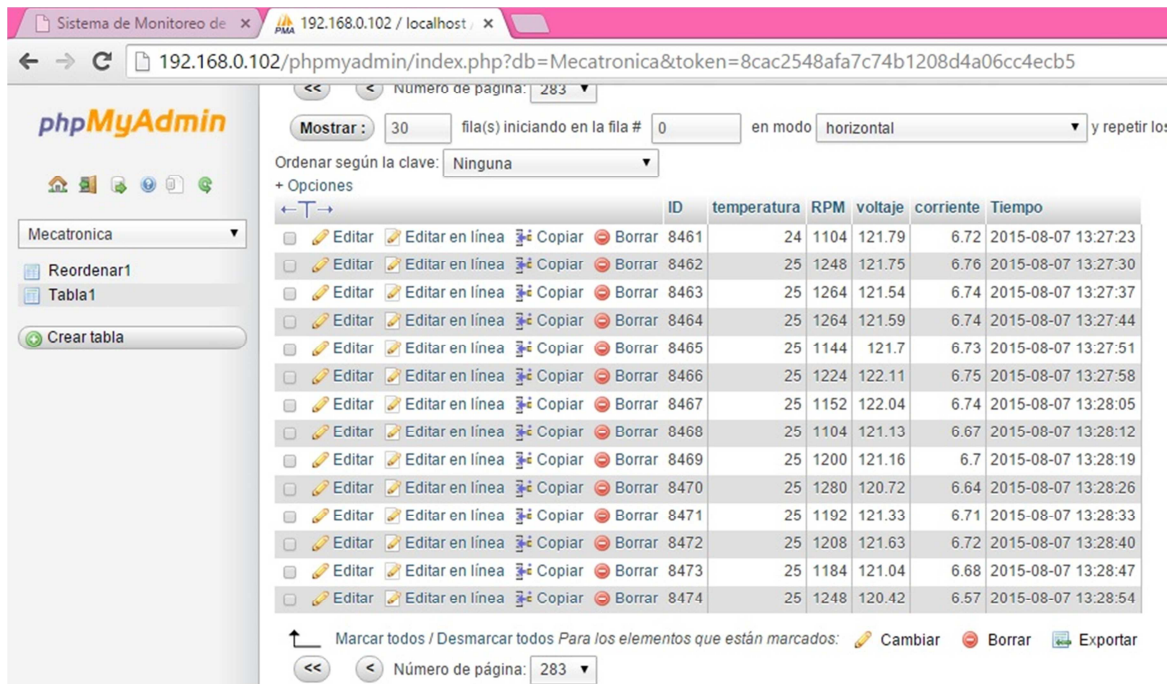


Fig. 7. Gestión de la Tabla 1 con phpMyadmin.

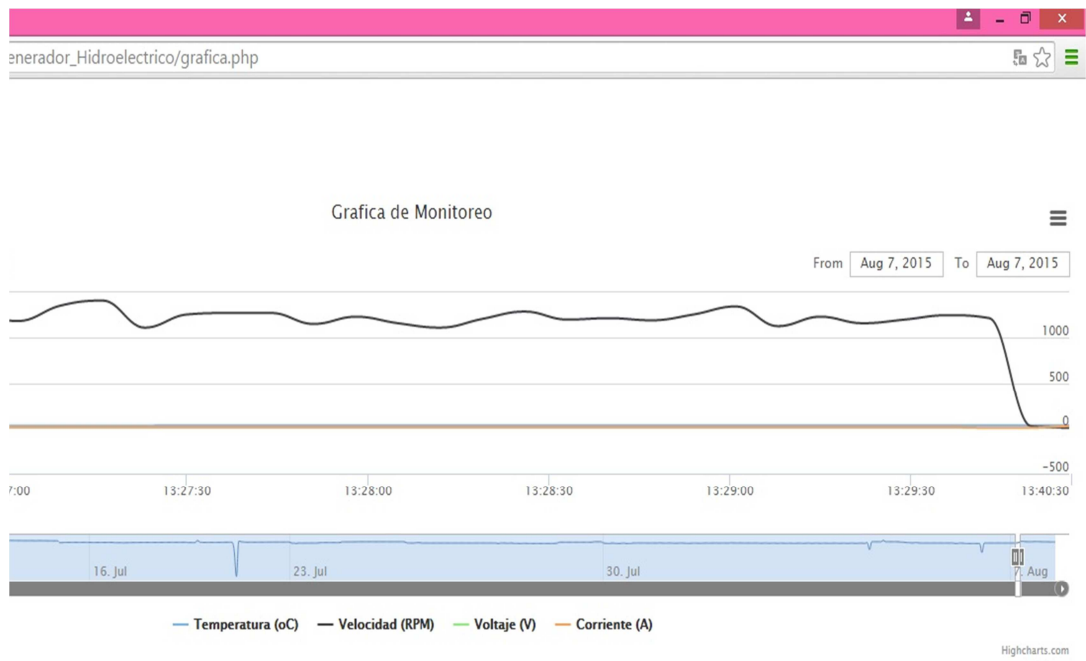


Fig. 8. Gestión del historial de lecturas con el programa grafica.php.

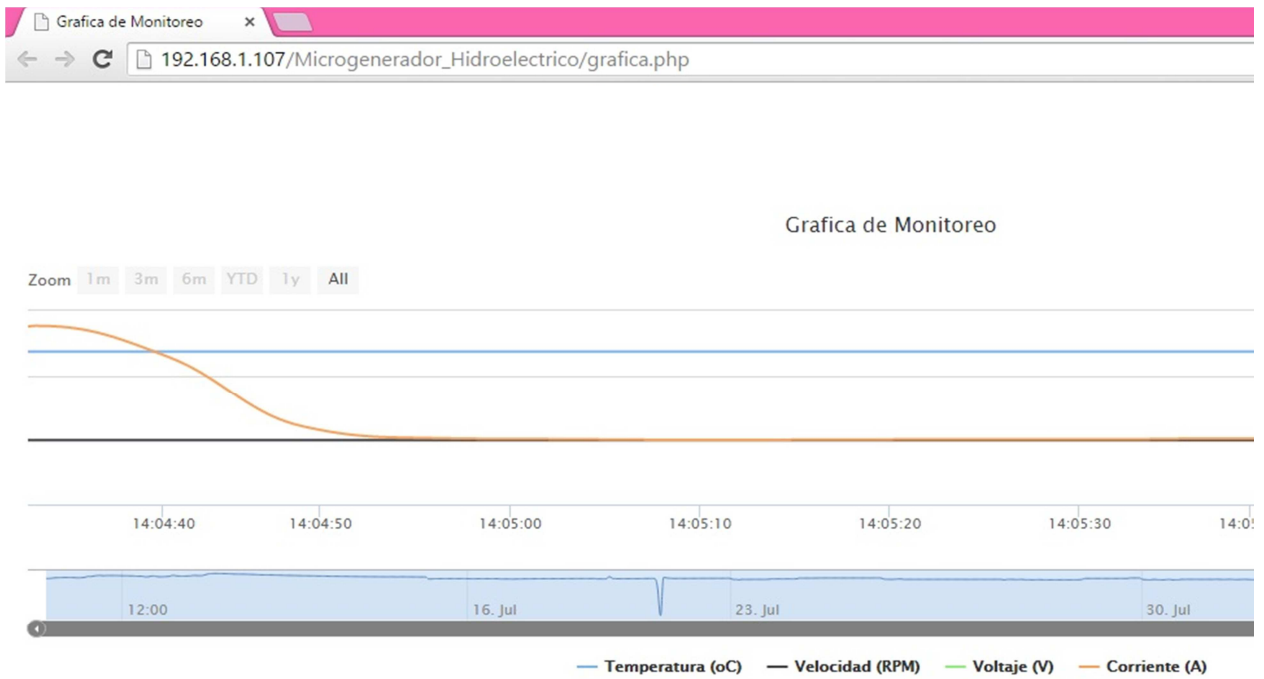


Fig. 9. Gestión del historial de lecturas con el programa grafica.php.

Durante el desarrollo del proyecto se solucionaron problemas derivados del uso de Linux, aplicaciones de software y lenguajes de programación. Se desarrolló una aplicación con *PhpMyadmin*, para la configuración del servidor en Raspberry Pi. Se subieron los datos del Arduino Ethernet número uno al servidor. Esta tarea se hizo con los lenguajes PHP y SQL. Se mandan cuatro datos de los sensores a una misma tabla.

Se diseñó un algoritmo para mandar los datos usando cadenas de caracteres. En Arduino Ethernet uno se forma la cadena de caracteres y se transmite. En Raspberry Pi se recibe la cadena de caracteres y se descodifica. El comportamiento y el historial de la base de datos se muestran usando la herramienta de software libre *Highcharts*. Con programación en PHP se adaptó la aplicación *Highcharts* para garantizar el acceso a los datos contenidos en la base de datos y mostrar el historial en forma lineal.

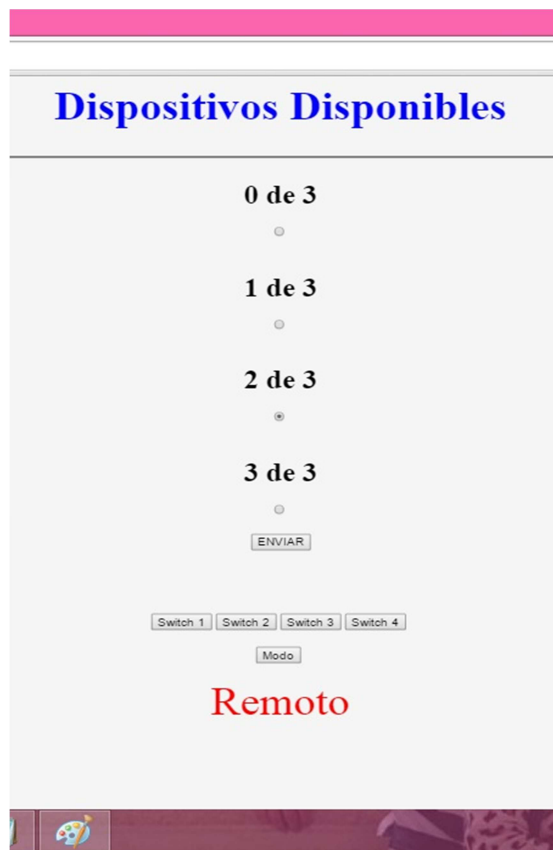


Fig. 10. Vista del buscador mostrando la página Web de control.

4. Discusión

Problemas que se resuelven.- El presente proyecto resuelve el problema de disponer de una herramienta genérica que permita desarrollar aplicaciones enfocadas al monitoreo, análisis y control de procesos. Esta herramienta permite solucionar una gama amplia de problemas de aplicaciones específicas, por ejemplo; soluciona problemas de pequeñas industrias emergentes que busquen mejorar la calidad de los productos con un sistema que ayude a monitorear y controlar la línea de producción.

El desarrollo del proyecto se relaciona con las áreas de comunicaciones de datos, programación en lenguajes de mediano y alto nivel, control, electrónica digital y de potencia. También se relaciona con; la comunicación entre Arduino y Raspberry Pi, el almacenamiento de datos recolectados de sensores, el procesamiento de los datos, la visualización del historial del funcionamiento. Y como caso de estudio se desarrolló un prototipo de monitoreo del voltaje y la corriente, y el control de las cargas activadas en una casa residencial con fines de ahorro energético.

5. Conclusiones

El presente proyecto es importante porque con uso de hardware libre y software de código abierto se desarrolla un sistema de monitoreo y control que proporciona soluciones eficientes. El sistema es de fácil operación y está enfocado a satisfacer los requerimientos propios de los procesos industriales, mejorando la seguridad en ellos y la calidad de sus productos. Además el empleo del sistema desarrollado favorece a los usuarios en el logro de servicios eficientes.

El sistema presentado mejora el uso de los sistemas de control, teniendo una solución eficiente y a la medida que permite con el tiempo ser expandida. Esto significa que el sistema permite que un proceso industrial inicie pequeño y con el tiempo vaya creciendo y mejorando agregando sensores y actuadores. El sistema por ser genérico tiene la peculiaridad específica de adaptarse a cualquier proceso de control.

6. Referencias

- [1] M. Albu, E. Kyriakides, G. Chicco, M. Popa, A. Nechifor, "Online Monitoring of the Power Transfer in a DC Test Grid". *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. Vol. 59. No. 5. May 2010. 1104-1118 pp.
- [2] I. Georgievski, D. Viktoriya, G. Andrea, T. Nguyen, A. Lazovik, M. Aiello, "Optimizing Energy Costs for Offices Connected to the Smart Grid". *IEEE Transactions on Smart Grid*. Vol. 3. No. 4. December 2012. 2273-2285 pp.
- [3] K. S. D. Tebje, N. K. Suryadevara, S. C. Mukhopadhyay, "Towards the Implementation of IoT for Environmental Condition Monitoring in Homes". *IEEE Sensors Journal*. Vol. 13. No. 10. October 2013. 3846-3853 pp.
- [4] H. Dawei, L. Weixuan, L. Nan, G. Ronald, T. Harley, G. Habetler, "Incorporating Non-Intrusive Load Monitoring Into Building Level Demand Response". *IEEE Transactions on Smart Grid*. Vol. 4. No. 4. December 2013. 1870-1877 pp.
- [5] H. Jinsoo, C. Chang-Sic, P. Wan-Ki, L. Ilwoo, K. Sang-Ha, "Smart Home Energy Management System Including Renewable Energy Based on ZigBee and PLC". *IEEE Transactions on Consumer Electronics*. Vol. 60. No. 2. May 2014. 198-202 pp.
- [6] R. Torquato, Q. Shi, W. Xu, W. Freitas, "A Monte Carlo Simulation Platform for Studying Low Voltage Residential Networks". *IEEE Transactions on Smart Grid*. Vol. 5. No. 6. November 2014. 2766-2776 pp.
- [7] M. Lorek, F. Chraim, K. S. J. Pister, S. Lanzisera, "COTS-Based Stick-On Electricity Meters for Building Submetering". *IEEE Sensors Journal*. Vol. 14. No. 10. October 2014. 3482-3489 pp.

- [8] J. Pan, R. Jain, P. Subharthi, "A Survey of Energy Efficiency in Buildings and Microgrids using Networking Technologies". IEEE Communications Surveys & Tutorials. Vol. 16. No. 3. 2014. 1709-1731 pp.
- [9] S. Nagender Kumar, M. Subhas Chandra, D. Sean, K. Tebje, S. G. Satinder Pal, "WSN-Based Smart Sensors and Actuator for Power Management in Intelligent Buildings". IEEE/ASME Transactions on Mechatronics. Vol. 20. No. 2. April 2015. 564-571 pp.
- [10] V. Cynthujah, M. Yateendra, L. Fangxing, "Real-Time Price Based Home Energy Management Scheduler". IEEE Transactions on Power Systems. Vol. 30. No. 4. July 2015. 2149-2159 pp.
- [11] Highcharts. [http:// www.highcharts.com /products /highcharts](http://www.highcharts.com/products/highcharts).
- [12] PHP. [http:// www.phpmyadmin.net /home_page /index.php](http://www.phpmyadmin.net/home_page/index.php).

7. Autores

Dr. Rubén Herrera Galicia obtuvo el título de Doctor en Ciencias Técnicas con especialidad en electrónica por la Technical University of Warsaw, Polonia.

Ing. José David Arrollo Pérez. Egresado de la carrera de Ing. Electrónica del Instituto Tecnológico de Tuxtla Gutiérrez.

Ing. Manuel de Jesús Hernández Gutiérrez. Egresado de la carrera de Ing. Electrónica del Instituto Tecnológico de Tuxtla Gutiérrez.

Miriam Roxana Vázquez Flores, Alumna del octavo semestre de la carrera de Ing. Mecatrónica del Instituto Politécnico Nacional.

Tania Berenice Palacios Molina, Alumna del octavo semestre de la carrera de Ing. Mecatrónica del Instituto Politécnico Nacional.

Análisis para el diseño de circuitos osciladores de Colpitts con sensores de gas QCM

Juan Jesús Jiménez Arellano

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Facultad de Ciencias Físico-Matemáticas, Av. San Claudio y 18 Sur, Colonia San Manuel, Puebla, Pue., México
juanjesusjimenez@yahoo.com.mx

Severino Muñoz Aguirre

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Facultad de Ciencias Físico-Matemáticas, Av. San Claudio y 18 Sur, Colonia San Manuel, Puebla, Pue., México
smunoz@cfm.buap.mx

Georgina Beltrán Pérez

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Facultad de Ciencias Físico-Matemáticas, Av. San Claudio y 18 Sur, Colonia San Manuel, Puebla, Pue., México

Juan Castillo Mixcoatl

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Facultad de Ciencias Físico-Matemáticas, Av. San Claudio y 18 Sur, Colonia San Manuel, Puebla, Pue., México

José Lorenzo Muñoz Mata

Universidad Tecnológica de Puebla, División de Mecatrónica, Antiguo Camino a la Resurrección 1002-A, Zona Industrial Oriente, Puebla, Pue., México
jose.munoz@utpuebla.edu.mx

Resumen

Las narices electrónicas con base en sensores de microbalanza de cristal de cuarzo (QCM) son ampliamente usadas para la detección y análisis de compuestos orgánicos volátiles. Una película de material químicamente selectiva depositada en los electrodos

del QCM lo convierte en un sensor cuya sensibilidad es una función de la frecuencia resonante del cristal piezoeléctrico. Para tal propósito diversos circuitos osciladores se han empleado con el QCM, principalmente usando compuertas lógicas y amplificadores operacionales cuyos límites en las frecuencias de oscilación restringen un aumento de la sensibilidad de la nariz electrónica. En este trabajo se muestra un análisis detallado para el diseño e implementación de una variante del circuito oscilador de Colpitts para QCM empleando un transistor de ultra-alta frecuencia y bajo ruido con la finalidad de usar QCM de frecuencias más altas, realizar pocas modificaciones al circuito para diferentes QCM e incrementar así la sensibilidad de la nariz electrónica.

Palabra(s) Clave(s): nariz electrónica, oscilador colpitts, QCM, sensibilidad.

1. Introducción

Las narices electrónicas también conocidas como sistemas electrónicos detectores de gases cuya capacidad de clasificación es parcial o selectiva para cierto número de compuestos han tenido mucho auge en los últimos años [1]. Una nariz electrónica (ver Fig.1a) consta básicamente de un arreglo de sensores, un sistema electrónico para el procesamiento de las señales y un sistema para la clasificación de las muestras [2].

Una característica básica de este tipo de sistemas es su sensibilidad, la cual se encuentra estrechamente relacionada al tipo de sensor a usar [3]. Muchas clases de sensores se han empleado para el diseño de las narices electrónicas y uno de los más preferidos por los diseñadores son los del tipo microbalanza de cristal de cuarzo (QCM) [4, 5, 6], en cuyos electrodos se deposita una película sensible a cierto compuesto orgánico para que las moléculas odorantes se adhieran en su superficie y así variar la frecuencia de oscilación o resonante del QCM (ver Fig. 1b) convirtiéndose en un sensor microgravimétrico [7, 8]. La sensibilidad para los QCM es directamente proporcional a su frecuencia de oscilación como lo muestra la ecuación de Sauerbrey (1) [9, 10].

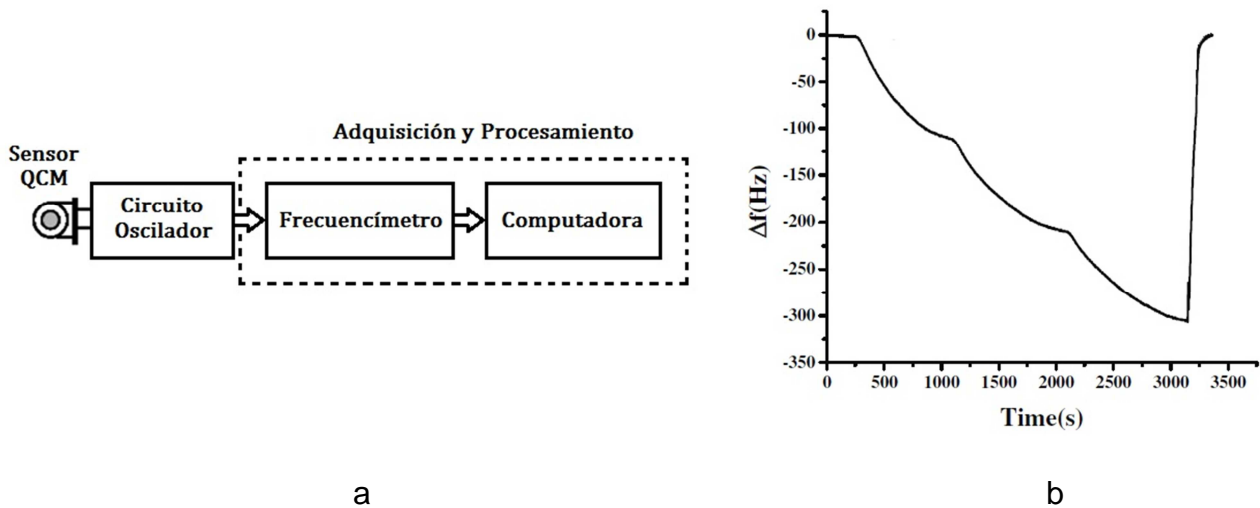


Fig. 1a. Nariz electrónica básica. 1b. Respuesta típica de un QCM como sensor de gas.

$$\Delta f = k \frac{\Delta m f_0^2}{A} \quad (1)$$

Donde Δf (Hz) es el cambio en la frecuencia, k ($\text{cm}^2/[\text{gr} \cdot \text{Hz}]$) es una constante de proporcionalidad, Δm (gr) es la masa añadida o absorbida, f_0 (Hz) es la frecuencia resonante del QCM y A (cm^2) es el área cubierta por la película sensible.

Diversos circuitos osciladores se han empleado, principalmente aquellos que usan circuitos integrados como compuertas lógicas y/o amplificadores operacionales, los cuales tienen restricciones en sus frecuencias de operación [11].

Dado el contexto anterior, este trabajo se centró exclusivamente en la propuesta de emplear otro tipo de circuito oscilador con características similares a los antes mencionados pero con el objetivo de poder emplear QCM de frecuencias por encima de los 20 MHz. La propuesta fue usar la variante del circuito oscilador de Colpitts empleando los QCM [12]; cuyo análisis en DC y en pequeña señal permitió determinar los criterios de diseño para los valores de los componentes externos del circuito [13].

Con algunas pequeñas modificaciones en los valores de las capacitancias, el filtro capacitivo se ajustó para permitir que el QCM oscile a su frecuencia natural.

2. Desarrollo teórico

El oscilador de Colpitts (ver Fig. 2a) es un circuito que puede manejar frecuencias entre 30 MHz y 300 MHz cuyos elementos L_1 , C_1 y C_2 determinan la frecuencia de oscilación [14] como lo expresa (2):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (2)$$

Con base al circuito anterior, existe una adaptación del mismo (ver Fig. 2b) donde L_1 es reemplazado por un QCM y la frecuencia de oscilación queda ahora determinada por la frecuencia resonante del QCM. Este circuito tiene como base de diseño un amplificador de colector común usualmente referido como seguidor-emisor a través de una polarización para el transistor por divisor de voltaje. El análisis del circuito se realizó en dos partes: DC y pequeña señal [13], además de considerar que el QCM trabaja a su frecuencia fundamental.

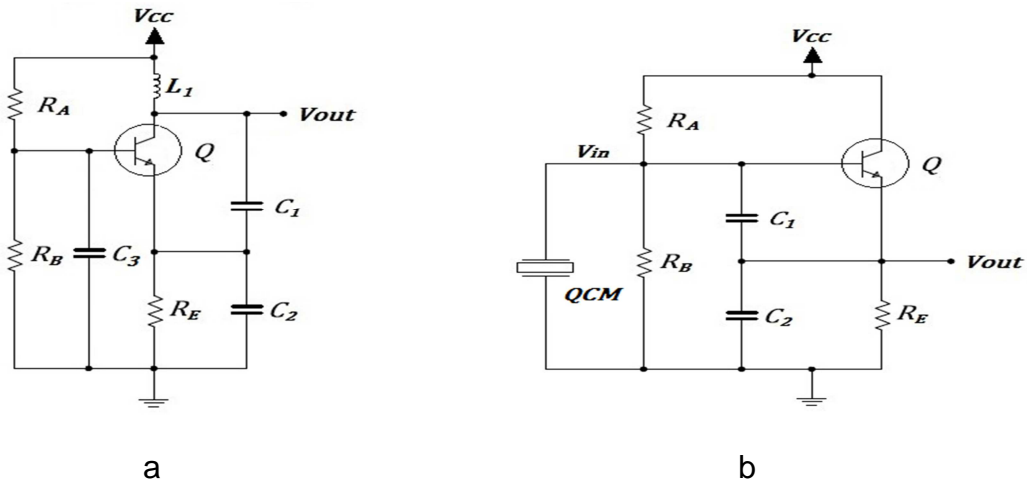


Fig. 2a. Circuito oscilador de Colpitts. 2b. Adaptación del circuito de Colpitts para QCM.

Para el análisis en DC, se consideró el comportamiento de todos los capacitores como circuitos abiertos y en consecuencia el QCM se eliminó del circuito de polarización. Después de haber realizado una serie de pasos algebraicos y tomando unas consideraciones prácticas de diseño, se obtuvieron un par de ecuaciones que permiten establecer el punto de operación Q o punto de polarización del transistor como lo expresa (3).

$$I_{CQ} \approx \left(\frac{R_B}{R_A + R_B} \right) \frac{V_{CC}}{R_E}, \quad V_{CEQ} \approx \left(\frac{R_A}{R_A + R_B} \right) V_{CC} \quad (3)$$

Para el desarrollo del análisis en pequeña señal; la fuente de voltaje en DC se pone a tierra y se consideraron las contribuciones de las reactancias por parte de C_1 y C_2 al circuito (ver Fig. 3a). Por otro lado, se consideró el uso del modelo en parámetros "r" de un transistor NPN (ver Fig. 3b) para visualizar también su contribución en este análisis [13].

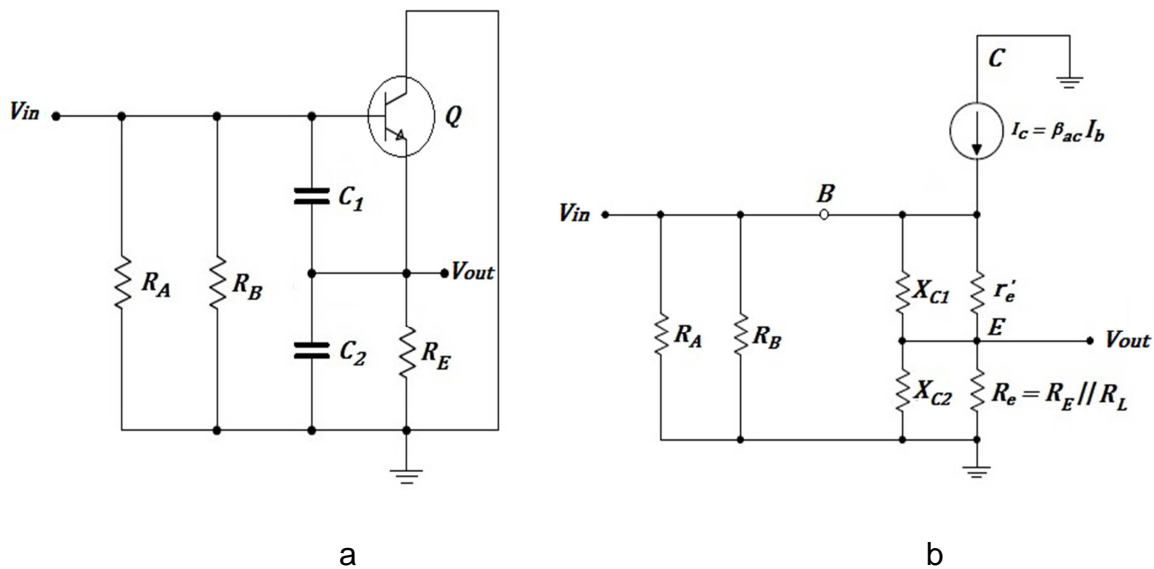


Fig. 3a. Circuito equivalente para el análisis en pequeña señal del oscilador de Colpitts.
3b. Circuito considerando ahora el modelo en parámetros "r" del transistor NPN.

Después de realizar una serie de manipulaciones y simplificaciones algebraicas, se obtuvo una expresión analítica más general para la ganancia en voltaje $A_v \equiv \frac{V_{out}}{V_{in}}$. Expresión que considera ahora, las contribuciones de las reactancias capacitivas de C_1 y C_2 como lo expresa (4) donde $r_e' \approx \frac{25mV}{I_E}$ [13].

$$A_v = \frac{R_e \sqrt{r_e'^2 + X_{C1}^2}}{r_e' \sqrt{R_e^2 + X_{C2}^2} + R_e \sqrt{r_e'^2 + X_{C1}^2}} \quad (4)$$

Expresión válida; que después de una serie de simplificaciones, resultó con una regla de diseño que establece (5).

$$R_e X_{C1} = r_e' X_{C2} \quad (5)$$

Si en (5) se expresan las reactancias capacitivas en términos de la frecuencia ω y de la capacitancia C ; (5) se transforma en la expresión (6) mucho más fácil de recordar.

$$r_e' C_1 = R_e C_2 \quad (6)$$

La expresión (4) es un resultado más general de la típica expresión de la ganancia A_v de un amplificador en colector común; la cual se puede obtener inmediatamente considerando C_1 y C_2 iguales a 0 en (4) como lo muestra (7).

$$A_v = \frac{R_e}{r_e' + R_e} \quad (7)$$

Cuyo valor de ganancia se aproxima a 1 si $r_e' \ll R_e$, condición necesaria para el seguidor-emisor [13]. Como se desea que esta variante del seguidor-emisor siga con las mismas condiciones de operación y debido ahora que en (4) existen 4 variables; después de

una serie de consideraciones algebraicas y tomando en cuenta (5) se obtuvo otra regla de diseño que se muestra en (8).

$$R_e \ll X_{C2}, \quad r_e' \ll X_{C1} \quad y \quad r_e' \ll R_e \quad (8)$$

También se consideró que a altas frecuencias, las capacitancias internas de las uniones del transistor (ver Fig. 4a) pueden reducir la ganancia del amplificador e introducir un corrimiento de fase conforme se incrementa la frecuencia de la señal de entrada. Por lo que fue necesario considerar los efectos de estas capacitancias internas del transistor al modelo en pequeña señal del circuito oscilador de Colpitts (ver Fig. 4b).

Cuando la reactancia de C_{be} se vuelve demasiado pequeña debido a las altas frecuencias, una cantidad significativa de la señal del QCM se perdería debido al efecto del divisor de voltaje entre la base y el emisor del transistor. Cuando la reactancia de C_{bc} se vuelve demasiado pequeña, esta puede cortocircuitar la base del transistor a tierra e influenciar en el desempeño del QCM. De ahí la razón de utilizar un transistor con capacitancias internas lo suficientemente bajas (del orden de decimas de pF).

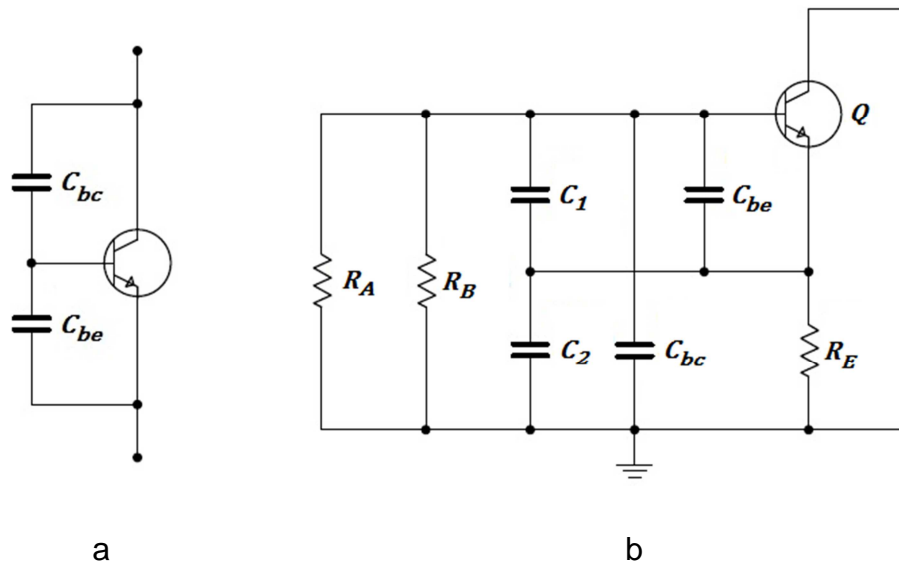


Fig. 4a. Capacitancias internas de un transistor. 4b. Modelo del circuito oscilador considerando el efecto de las capacitancias internas del transistor NPN.

3. Resultados experimentales

Para el diseño e implementación de la variación del circuito oscilador de Colpitts con base en QCM se siguieron los criterios que se listan a continuación:

- a) Se empleó el transistor NTE2402 debido a que es un transistor para usos de altas frecuencias (5 GHz) y por sus características de capacitancias internas bajas.
- b) Una fuente de alimentación de 3.3V.
- c) Se seleccionó una corriente de saturación para el transistor del 10% de su valor máximo de 25mA.
- d) Con los valores anteriores se estimó una línea de carga para la selección del punto de operación del transistor (ver Fig. 5a); $V_{CE} = 2V$ e $I_C = 1mA$.
- e) Con los datos del punto de operación Q del transistor y utilizando (3) se determinaron los valores de las resistencias de polarización para el circuito oscilador (ver Fig. 5b).
- f) Empleando (8) se procedió a estimar los valores de las capacitancias C_1 y C_2 cuyos valores dependen de la frecuencia del QCM a utilizar (ver Tabla 1).
- g) C_1 y C_2 se estimaron de manera analítica, pero cuando se pone el QCM en el circuito oscilador, este representa una carga para el circuito por lo que se tuvo que compensar esta variación a través de un trimmer en C_2 y ajustar su valor (ver Tabla 1 última columna).

QCM (MHz)	C_1 (pF)	C_2 (pF)	C_{2_trim} (pF)
4	530	10	22
12	176	3.5	67
20	100	2	54.2

Tabla 1. Capacitancias según sea la frecuencia de oscilación del QCM.

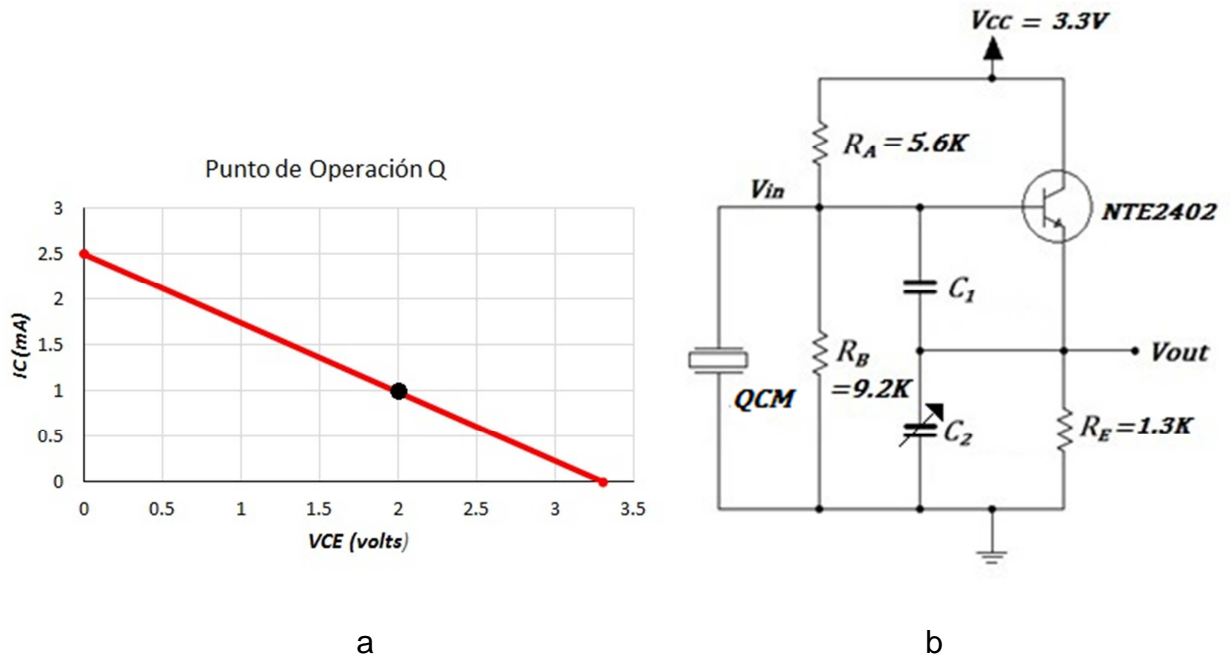


Fig. 5a. Línea de carga para la selección del punto Q del transistor. 5b. Circuito oscilador de Colpitts con valores nominales.

El circuito experimental (ver Fig. 6) y las señales resultantes para cada QCM empleado (ver Fig. 7) muestran los resultados obtenidos.

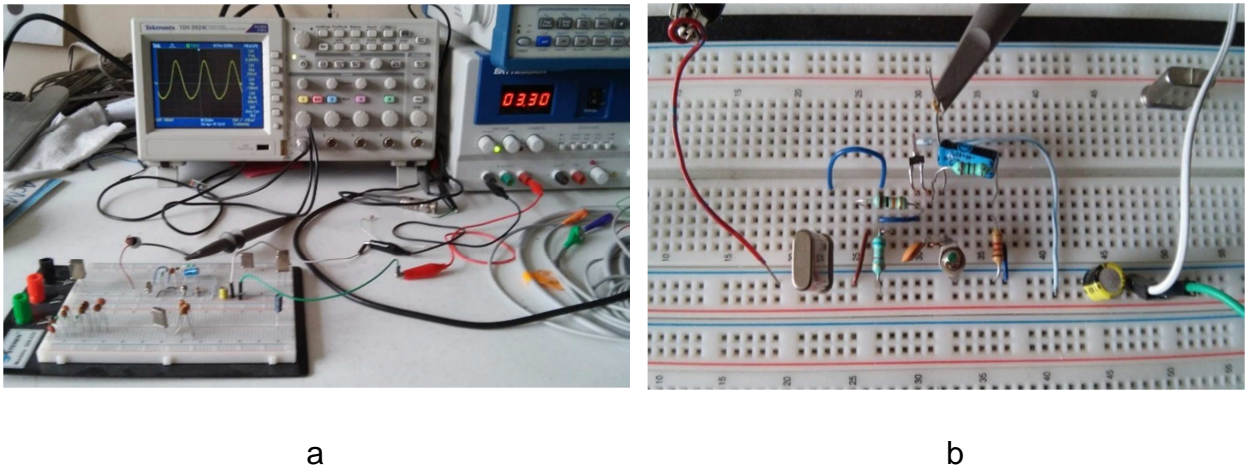


Fig. 6a. Aparato experimental. 6b. Circuito oscilador de Colpitts experimental.

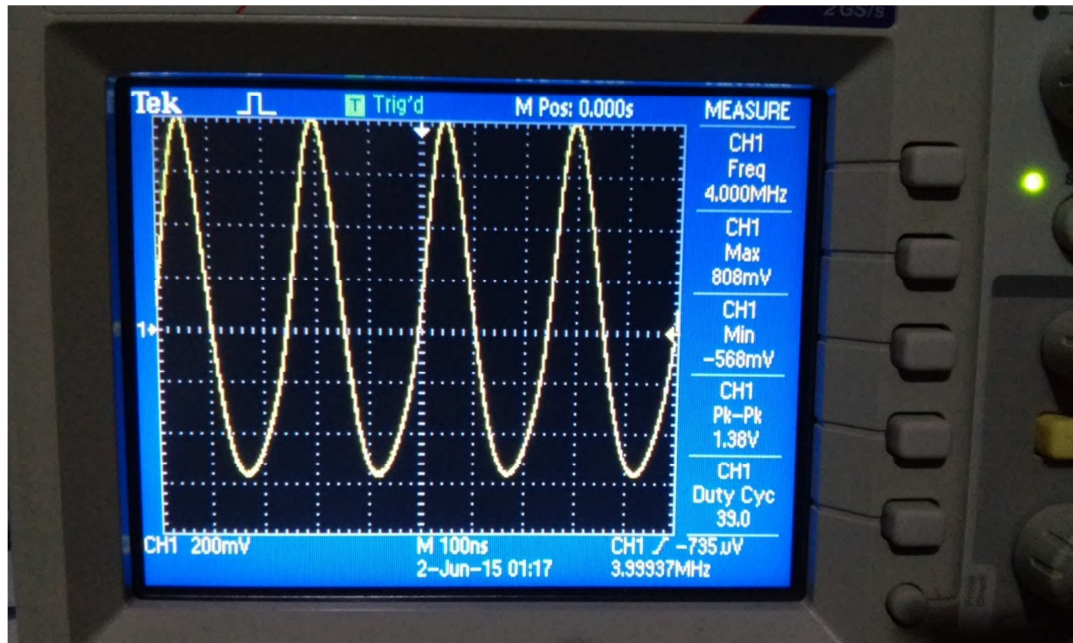
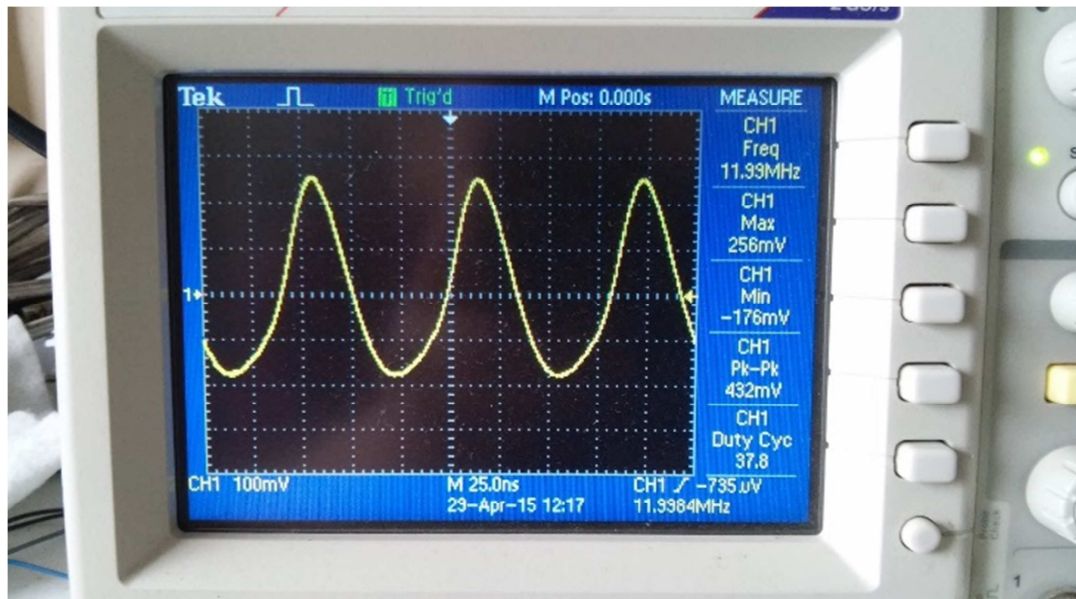


Fig. 7a. Señal de salida para el QCM de 4 MHz.



bFig. 7b. Señal de salida para el QCM de 12 MHz.

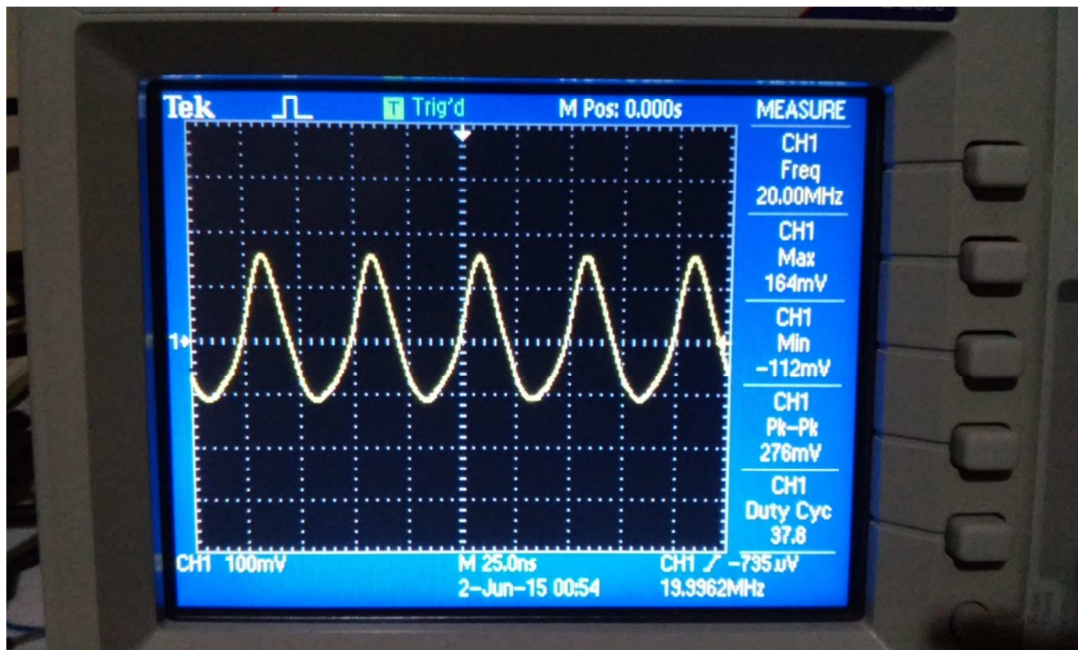


Fig. 7c. Señal de salida para el QCM de 20 MHz.

4. Discusión de resultados

Los valores nominales para el circuito experimental fueron aproximados a valores comerciales para evitar un mayor número de componentes. Las mediciones de las señales del circuito oscilador fueron realizadas tomando un promediado de 4 en el osciloscopio. Las señales que se esperarían obtener idealmente del circuito deberían ser senoidales puras sin embargo, debido a no linealidades de los componentes no es posible obtener tal tipo de señales aunque con una muy buena aproximación para los fines de que se requieren. Las amplitudes de las señales de salida tienden a ser menores conforme se incrementa la frecuencia de oscilación del QCM debido a las características de los parámetros intrínsecos del propio QCM.

5. Conclusiones

Se realizó un análisis minucioso del comportamiento de la variación del circuito oscilador de Colpitts para QCM lográndose obtener una serie de ecuaciones y

condiciones que ayudaron al diseño e implementación de un circuito oscilador para una determinada frecuencia del QCM.

Debido a este análisis solo será necesario cambiar el QCM y las respectivas capacitancias C_1 y C_2 para una determinada frecuencia de operación. Este circuito posee la ventaja que puede trabajar en un rango de frecuencias entre 1 MHz y 200 MHz, valores bastante aceptables cuando se requiere trabajar con QCM como sensor de gas.

Un trabajo a futuro será el de realizar mediciones de gases empleando este circuito y analizar su desempeño. Además del análisis e implementación de este mismo circuito oscilador pero ahora trabajando con QCM en sobretono; característica que también tiene aplicaciones como sensores de gas sobre todo relacionado con el concepto de sensibilidad del sistema.

6. Referencias

- [1] J. W. Gardner, P. N. Bartlett, *Electronic Noses: Principles and Applications*. 1999. Oxford University Press. Oxford. 1-5 pp.
- [2] P. Boeker, "On Electronic Nose Methodology". *Sensors and Actuators*. No. B 204. 2014. 2-17 pp.
- [3] B. P. Stehrer, B. S. Schwödiauer, I.M. Graz, P. D. Pollheimer, H. J. Gruber, "High Frequency QCM based sensor system for sensitive detection of dissolved analytes". *Procedia Engineering*. Vol. 5. 2010. 835-837 pp.
- [4] C. Martínez-Hipatl, S. Muñoz-Aguirre, G. Beltrán-Pérez, J. Castillo-Mixcóatl, J. Rivera-De la Rosa, "Detection of volatile organic compounds by an interferometric sensor". *Sensors and Actuators*. No. B 147. 2010. 37-42 pp.

- [5] S. Muñoz Aguirre, T. Nakamoto, T. Moriizumi, "Study of deposition of gas sensing films on quartz crystal microbalance using an ultrasonic atomizer". *Sensors and Actuators*. No. B. 105. 2005. 144-149 pp.
- [6] S. Muñoz Aguirre, A. Yoshino, T. Nakamoto, T. Moriizumi, "Odor approximation of fruit flavors using a QCM odor sensing system". *Sensors and Actuators*. No. B. 105. 2007. 1101-1106 pp.
- [7] D. L. Osorio-Arrieta, S. Muñoz-Aguirre, G. Beltrán-Pérez, J. Castillo-Mixcóatl, J. Rivera de la Rosa, "Automation of a dynamic system to measure response of quartz crystal microbalance gas sensors". *Proc. of SPIE*. Vol. 7499. No. 749903. 2009.
- [8] S. Muñoz-Aguirre, A. López-Casique, S. Alcántara-Iniesta, J. Castillo-Mixcóatl, G. Beltrán-Pérez, N. Muñoz-Aguirre, "High-Resolution Gas/Odor Sensors Using High-Frequency Quartz Crystal Microbalance". *Sensors and Materials*. Vol. 26. No. 3. 2014. 131–136 pp.
- [9] *Piezoelectric Transducers and Applications*. Springer-Verlag. Berlin. 2004.
- [10] T. Nakamoto, Y. Suzuki, T. Moriizumi, "Study of VHF-band QCM Gas Sensor", *Sensors and Actuators*. No. B 84. 2002. 98-105 pp.
- [11] T. Nakamoto, K. Nakamura, T. Moriizumi, "Study of Oscillator-Circuit Behavior for QCM Gas Sensor". 1996. *IEEE Ultrasonics Symposium*, 351-354 pp.
- [12] *Single Transistor Crystal Oscillator Circuits*. Rakon UK Ltd. July 2009.
- [13] T. L. Floyd, *Electronic Devices*. 7th Edition. 2005. Pearson-Prentice Hall. USA. 281-284 pp.
- [14] The Colpitts Oscillator. <http://www.electronics-tutorials.ws/oscillator/colpitts.html>. 8 de Junio de 2015.

7. Autores

M. en C. Juan Jesús Jiménez Arellano obtuvo su título de Maestría en Ciencias de la Electrónica opción en Automatización por la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP) México (2008). Actualmente realiza sus estudios de doctorado en la Facultad de Ciencias Físico-Matemáticas de la BUAP sobre el tema de las narices electrónicas y su capacidad de sensibilidad.

Dr. Severino Muñoz Aguirre obtuvo su título de Maestría en Ciencias en el CINVESTAV México (1995), el de Doctorado en Ciencias por el Instituto de Tecnología de Tokio, Japón (1999). Actualmente es profesor investigador en la Facultad de Ciencias Físico-Matemáticas de la BUAP. Su trabajo se ha centrado en el desarrollo de sistemas electrónicos para la detección de gas/olor, reconocimiento de patrones y discriminación. Su más reciente investigación involucra sensores optoelectrónicos y sistemas multisensoriales.

Dra. Georgina Beltrán Pérez obtuvo su título de Maestría en Ciencias en el CICESE Ensenada Baja California México (1998), el de Doctorado en Ciencias por el INAOE Puebla México (2002). Actualmente es profesora investigadora en la Facultad de Ciencias Físico-Matemáticas de la BUAP. Su más reciente investigación incluye sensores de fibra óptica, rejillas de fibra de periodo largo y láser de fibra óptica.

Dr. Juan Castillo Mixcóatl obtuvo su título de Maestría en Ciencias en el CICESE Ensenada Baja California México (1998), el de Doctorado en Ciencias por el INAOE Puebla México (2003). Actualmente es profesor investigador en la Facultad de Ciencias Físico-Matemáticas de la BUAP.

Dr. José Lorenzo Muñoz Mata obtuvo su título de Maestría en Ciencias de la Electrónica opción en Automatización por la BUAP México (2008), el de Doctorado en Ciencias por la BUAP Puebla México (2013). Actualmente es profesor investigador en la División de Mecatrónica de la Universidad Tecnológica de Puebla (UTP), México.

Análisis cinemático y síntesis de un sistema de palancas para la sub-actuación de un dedo artificial con 3 articulaciones

Jesús Alberto Ordaz Rivera

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, 18 Sur y Avenida San Claudio, San Manuel,
Puebla, Puebla
j.a.ordaz@live.com.mx

Emilio Miguel Soto García

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, 18 Sur y Avenida San Claudio, San Manuel,
Puebla, Puebla
sotobungee@gmail.com

José Eligio Moisés Gutiérrez Arias

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, 18 Sur y Avenida San Claudio, San Manuel,
Puebla, Puebla
jmgutierrez@ece.buap.mx

José Eladio Flores Mena

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, 18 Sur y Avenida San Claudio, San Manuel,
Puebla, Puebla
eflores@ece.buap.mx

María Monserrat Morín Castillo

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, 18 Sur y Avenida San Claudio, San Manuel,
Puebla, Puebla
mmorin@ece.buap.mx

Resumen

Se presenta el análisis y síntesis de un conjunto de palancas mecánicas como un sistema óptimo y con capacidad de extensión, para el desarrollo de las funciones biomecánicas humanas de la apertura y cierre de un dedo artificial multi-articulado, cuyo movimiento es descrito por el principio articular de sub-actuación, disminuyendo de esta manera los grados de libertad en un dedo de tres articulaciones. Proponemos una relación funcional para un grado de libertad, mediante la incorporación como elemento motriz de entrada a un actuador lineal. Planteamos la extensión del diseño del sistema de palancas correspondientes para la actuación de cada uno de los dedos secundarios en una mano robótica.

Palabra(s) Clave(s): análisis, dedo, multi-articulado, palancas, síntesis, sub-actuación.

1. Introducción

En la actualidad se han desarrollado pocos sistemas robóticos tratando de introducir el concepto de sub-actuación para el movimiento de un dedo artificial articulado [1], planteando el desarrollo de movimientos basados en tratar de imitar los ligamentos humanos por extensiones de cables o elementos elásticos, o bien, el uso de un conjunto de mecanismos de cuatro barras; por lo cual, se puede presentar un mayor número de fricciones presentes en el sistema mecánico con las extensiones por cables al entrar en contacto con el objeto de agarre, o bien, obtener en casos particulares un menor grado en la función biomecánica multi-articular, mediante la incorporación de uno o dos mecanismos de cuatro barras.

Algunos de los ejemplos que han optado por introducir este tipo de elementos para la sub-actuación de un dedo son: la mano robótica “Manus Hand”, que propone el uso de extensiones de cables a través de un sistema de poleas para la actuación de sus dedos [2], así como también la mano robótica del CENIDET [3] y otras más [4, 5]. Para las que han optado por el uso de mecanismos de cuatro barras se tiene la mano BHG-1 [6],

robótica DLR [7, 8, 9], la mano robótica del IPN, incorporando el mecanismo propuesto por Velázquez a través del análisis de trayectorias [10], así como también la mano robótica MUC-I, que incorpora el uso de 2 mecanismos de cuatro barras [11, 12].

Las nuevas metodologías y técnicas de análisis, así como de diseño, son implementadas con el fin de abordar la problemática de la baja funcionalidad de manos robóticas en los movimientos de sus dedos articulados, sin dejar de cumplir con características particulares como su peso y tamaño ideal [13]. Así como también, las características músculo-esqueléticas de la mano humana son estudiadas con el fin de extraer los elementos esenciales para el diseño de una mano antropomórfica.

En esta propuesta de análisis y síntesis para la sub-actuación, se integra un sistema de 3 palancas mecánicas, que guardan determinadas relaciones biomecánicas, para efectuar de forma correcta el movimiento y transmisión de la fuerza deseada, mediante la incorporación de un actuador lineal como elemento motriz de entrada.

La singularidad funcional de la mano ha sido reconocida y discutida ampliamente en la literatura y avance tecnológico referente al desarrollo de manos artificiales. Con más de 20 grados de libertad (GDL), también se ha reconocido como un modelo que vale la pena para su emulación del movimiento de los dedos [14].

La mano del hombre es una herramienta maravillosa, capaz de ejecutar innumerables acciones, gracias a su función principal: la prensión. Esta facultad de prensión, debida al cierre y apertura de los dedos, se puede encontrar desde la pinza del cangrejo hasta la mano del simio, pero en ningún otro ser que no sea el hombre ha alcanzado este grado de perfección, aquello que nos distingue de cualquier otra especie [1].

Esto implica un alto grado de relevancia el diseñar un sistema para el movimiento de los dedos que imite las características esenciales de su arquitectura, formas geométricas y capacidades funcionales de la mano humana, con el fin de producir una mano artificial, que presente similitud para el desarrollo de las tareas de manipulación y capacidad de agarre.

2. Desarrollo

El diseño para la sub-actuación del dedo propone utilizar un sistema de 3 palancas mecánicas, las cuales conforman directamente la estructura de los dedos, de una manera similar a los humanos.

Mediante el análisis biomecánico de la mano se tiene que los tendones flexores son aquellos que permiten realizar el movimiento de cierre de los dedos. Los principales tendones flexores son el FDS (flexor común de los dedos superficial) y el FDP (flexor común de los dedos profundos). La FDS se conecta a la base de la falange media, mientras que el FDP se adhiere a la falange distal. La FDS flexiona la articulación PIP (interfalángica proximal), mientras que el FDP flexiona tanto el PIP y articulaciones DIP (interfalángica distal). La flexión de la MCP (metacarpofalángica) se logra con la ayuda de la campana extensora. La LU intrínseca (lumbrical) y IO músculos (interóseos), están conectados a la campana (ver Fig. 1). A medida que estos músculos se contraen, la estructura de la campana abraza la falange proximal e inicia la flexión de la MCP [14].

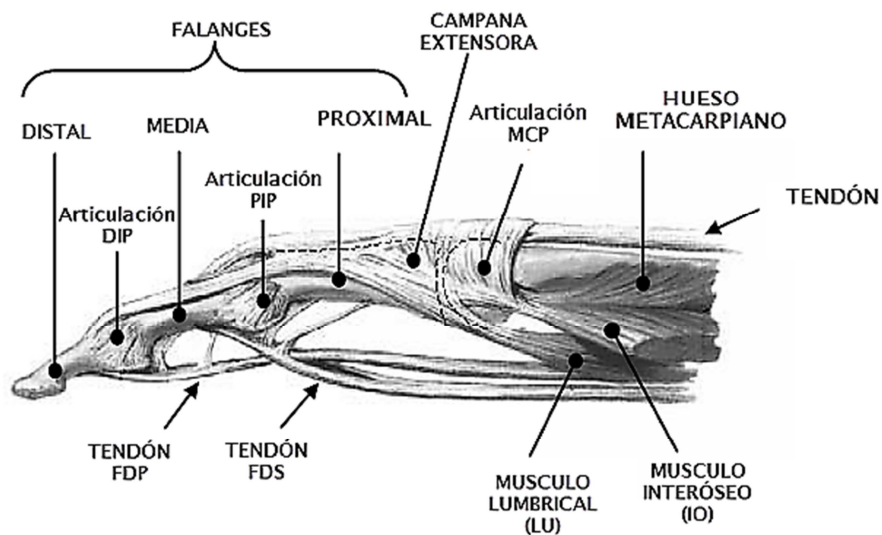


Fig. 1. Músculos y tendones de un dedo de 3 articulaciones.

Se imita el comportamiento biomecánico del dedo, partiendo de la incorporación de un actuador lineal Firguelli, el cual, cumple con la función del tendón y musculo interóseo (IO) motriz, cuya rotación sobre su propio eje posterior de conexión, permite la rotación del cuerpo del mismo (ver Fig. 2), realizando el movimiento angular de la simulación del hueso metacarpiano.

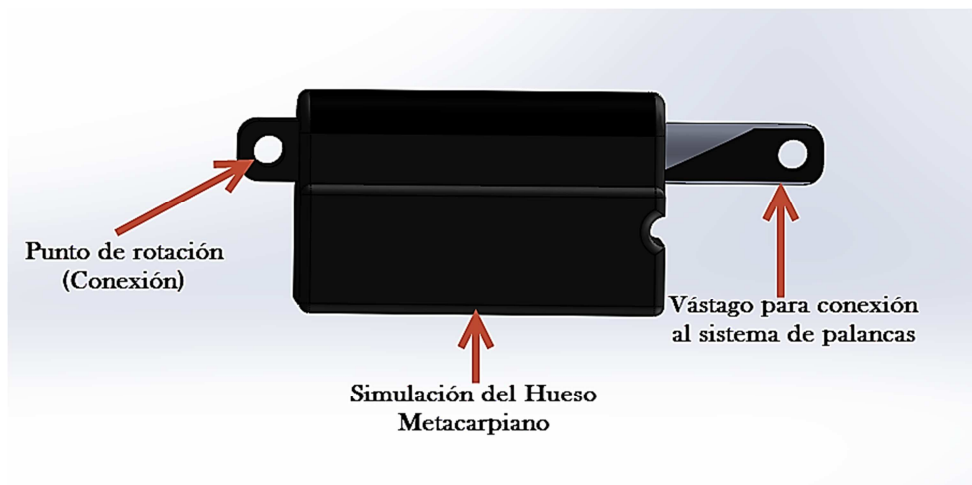


Fig. 2. Cuerpo del actuador lineal Firguelli PQ12.

El diseño del sistema de palancas parte de la transferencia de un movimiento rotacional, que conforma el brazo de potencia de acuerdo a un punto de apoyo o fulcro y el brazo de resistencia, en cual, también se tiene la función de la localización del eslabonamiento al punto de transmisión para la palanca subsecuente; se menciona el movimiento rotacional del punto de conexión “B” del vástago del actuador lineal, como resultado del punto posterior de conexión fijo al actuador y la fuerza de oposición presentada por el punto “A” de apoyo para la palanca, al momento de realizar el desplazamiento lineal por parte del vástago en “B” y que de manera conjunta representan a la articulación metacarpofalángica (MCP), se generará la trasmisión del movimiento rotacional del brazo de resistencia del segmento \overline{AD} (ver Fig. 3).

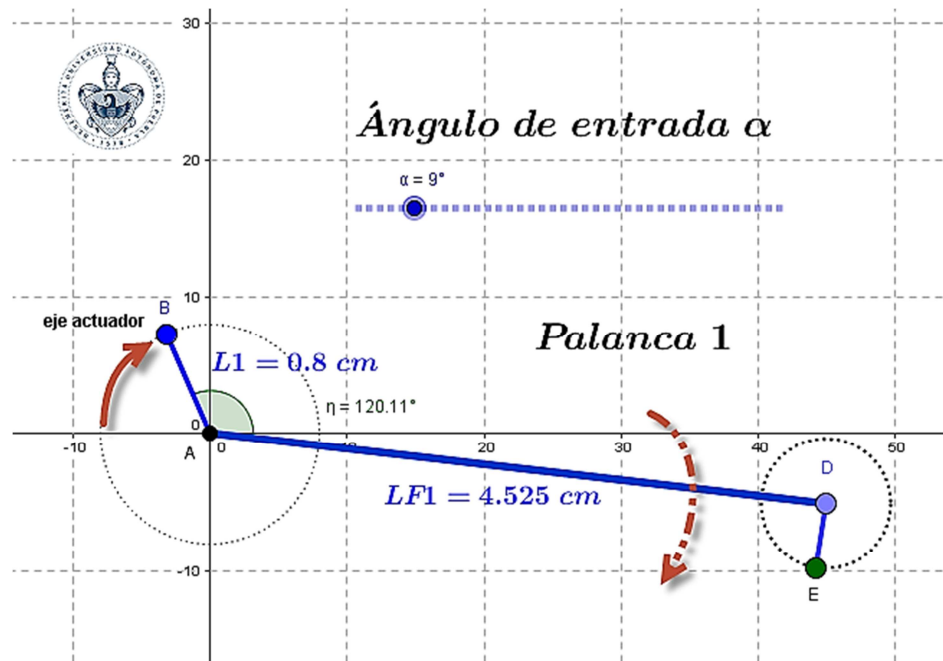


Fig. 3. Palanca 1 con conexión al vástago como elemento de transmisión.

Se observa que el brazo de potencia, segmento \overline{AB} , se encuentra separado por un ángulo obtuso de 120° del brazo de resistencia, segmento \overline{AD} ; y tomando $L1= 0.8$ cm y $LF1= 4.525$ cm, se definen su posición descrita de la siguiente manera:

$$B = (L1 \cos(\alpha - 120^\circ), -L1 \sin(\alpha - 120^\circ)) \quad (1)$$

$$D = (LF1 \cos(\alpha - 2.5^\circ), -LF1 \sin(\alpha - 2.5^\circ)) \quad (2)$$

Este hecho permite la transferencia de la fuerza y el movimiento deseado, generando la trayectoria descrita para el extremo en el punto "D", la cual, también es capaz de describir al punto "E", a través de un ángulo recto (ver Fig.4).

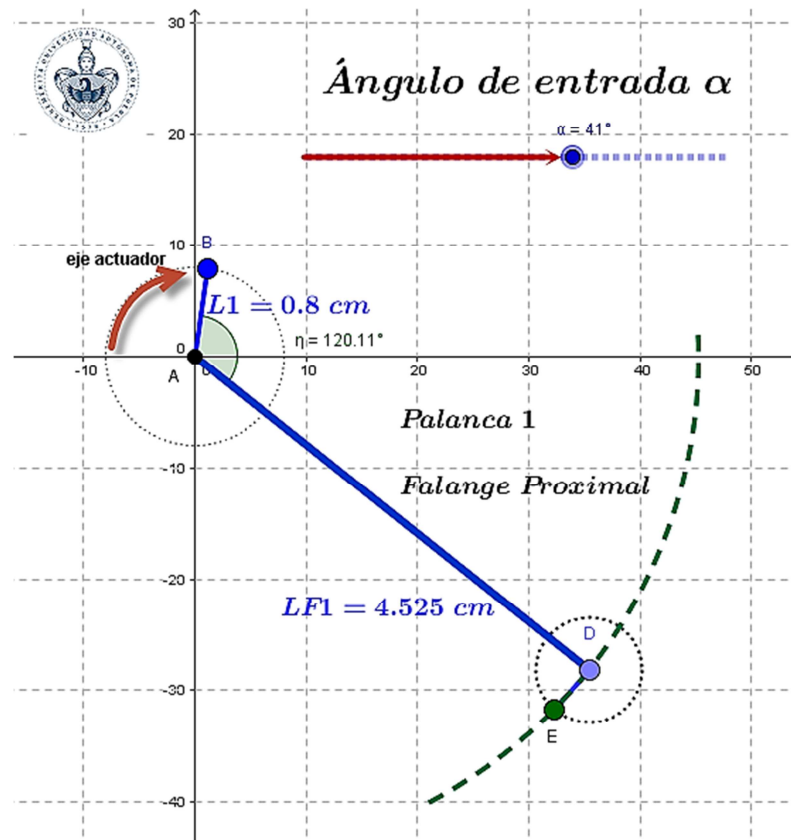


Fig. 4. Trayectoria del punto final de la palanca 1.

Para la transferencia del movimiento a la palanca 2, se anexa un punto fijo “C”, con valores de $LS2=1.131$ cm y el ángulo $a= 45^\circ$ del punto de apoyo u origen “A”. El punto “C” de manera conjunta al punto “G”, conformarán el segmento \overline{CG} , que permite realizar la transmisión del movimiento rotacional a la palanca 2, ahora tomando como punto de apoyo o fulcro al punto “D”, que conforman la articulación interfalángica proximal (PIP) para la palanca 2, a un punto de intersección (ver Fig. 5), y el cual se describe por la ecuación:

$$C = (L2S \cos(a), -L2S \sin(a)) \quad (3)$$

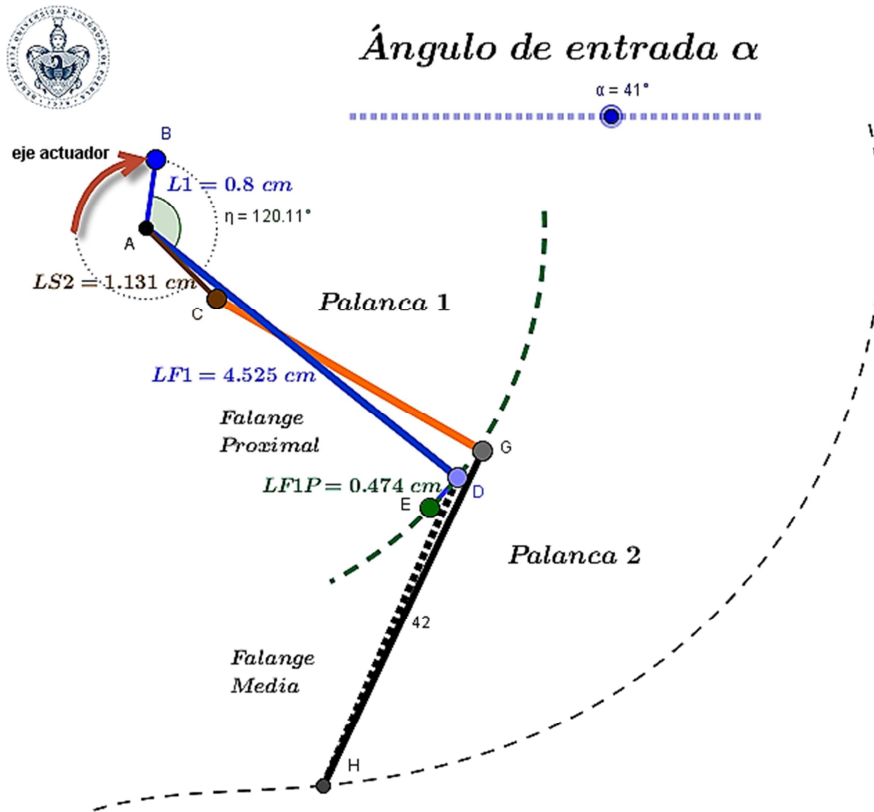


Fig. 5. Conexión y trayectoria de la palanca 2.

Se plantea el punto “E” como un punto fijo con $LF1P= 0.474$ cm, para realizar la rotación de la palanca 3, y cuya posición se describe por la ecuación:

$$E = (LF1\cos(\alpha - 2.5^\circ) + LF1P\cos(\alpha + 90^\circ), -LF1\sin(\alpha - 2.5^\circ) - LF1P\sin(\alpha + 90^\circ)) \quad (4)$$

Punto mediante el cual, se genera la conducción de la palanca 3, utilizando este punto como elemento de traslación de manera conjunta con el punto “K”, que determinan la variación de las trayectorias de salida para la palanca 2 y el punto final o distal del dedo con respecto a la distancia total para el segmento \overline{EK} ; finalmente tomando ahora como el punto de apoyo al punto “H” o articulación interfalángica distal (DIP) para la palanca 3, sobre el cual, se genera la transferencia del movimiento para la rotación de la falange distal (ver Fig. 6).

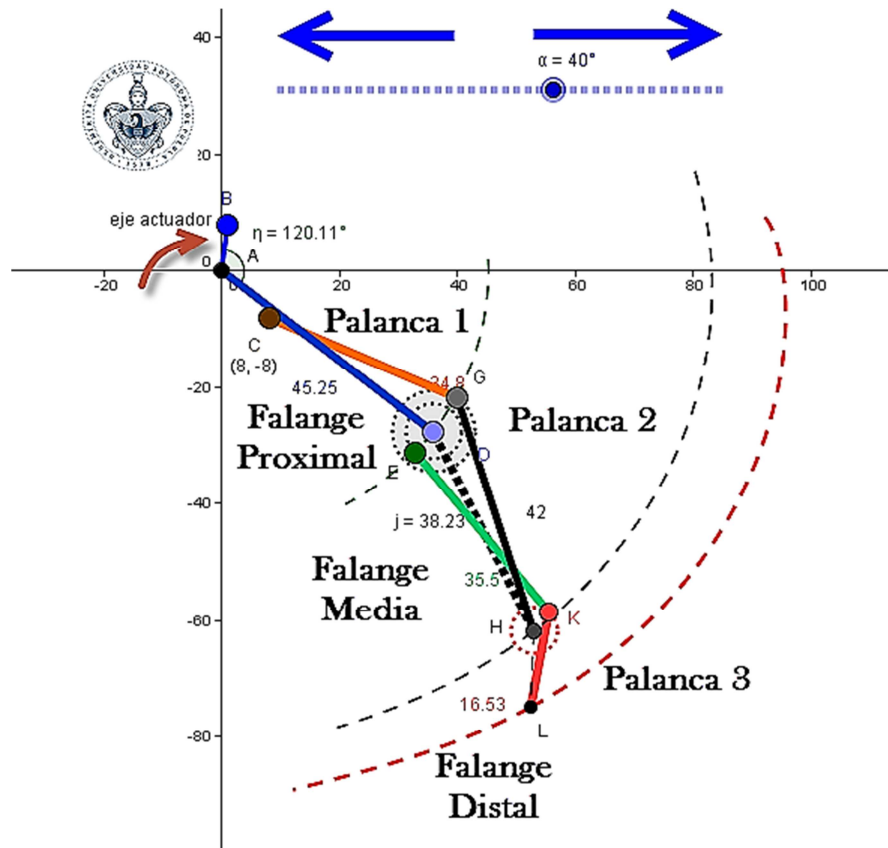


Fig. 6. Cambio de trayectorias de la palanca 2 y 3 dada la variación del punto “E”.

A partir del análisis desarrollado, contemplando los parámetros biomecánicos necesarios, se encuentran las relación funcional de los parámetros angulares de la palanca 2 y 3, con respecto al ángulo de entrada del elemento motriz de transmisión a la palanca 1 con el objetivo de lograr encontrar una función descriptiva para su incorporación en la descripción de la cinemática del dedo artificial multi-articulado y una posible simplificación del modelo matemático; para lo cual, de manera generalizada se verifican las relaciones para la palanca 2 y 3, las cuales están dadas por una relación f_K descrita por dos funciones exponenciales, hecho por el cual se realiza la aproximación de las relaciones para f_{K1} y f_{K2} de la palanca 2 y 3 respectivamente, a una sola función exponencial (ver Fig. 7) y cuyos comportamiento se describen por los trayectos en color verde y amarillo (ver Fig.8).

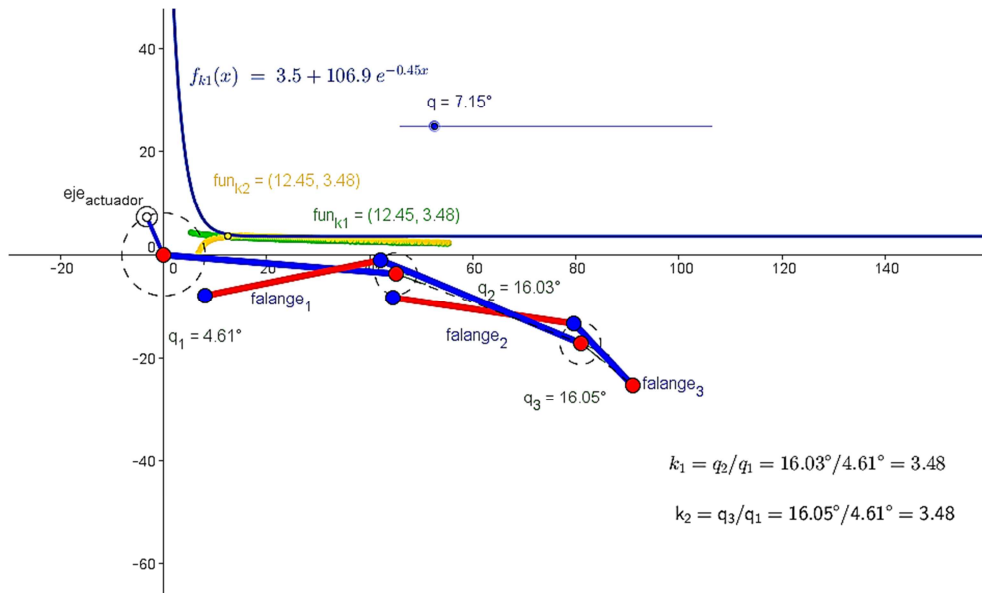


Fig. 7. Aproximación de las funciones exponenciales de la palanca 2 y 3 a una sola función exponencial.

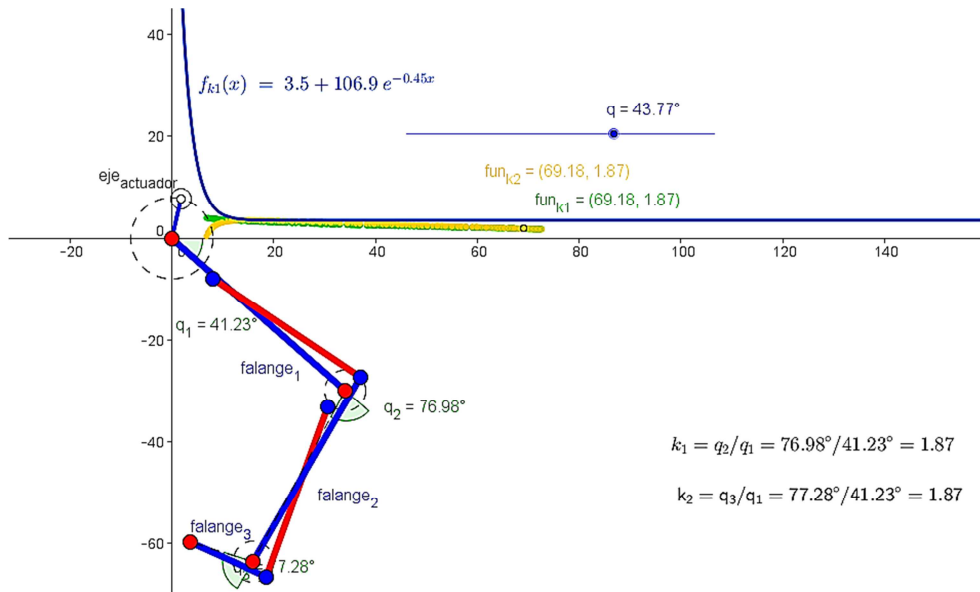


Fig. 8. Despliegue de los puntos para las funciones f_K de las palancas 2 y 3 con respecto a la palanca motriz.

La función exponencial encontrada, aún no es la deseada para describir y simplificar al sistema real mecánico-físico desde un punto de vista dinámico, esto quiere decir de

manera general, en lugar de modelar cada uno de los dedos como una cadena cinemática abierta de tres grados de libertad y un actuador en cada una de sus articulaciones, se propone la implementación de la síntesis de palancas para modelar al sistema como una cadena cinemática de tres articulaciones con 1 solo grado de libertad, introduciendo una relación funcional f_K , la cual, se desea expresar de la manera más simple, sin perder sus características funcionales descriptivas a medida de lo posible, por lo que se implementa el uso de métodos numéricos para la aproximación de una función lineal a la función exponencial encontrada (ver Fig. 9), que se obtendrá en función del eslabón de entrada o de actuación con el eslabón de salida de movimiento o efector para cada una de las articulaciones subsecuentes.

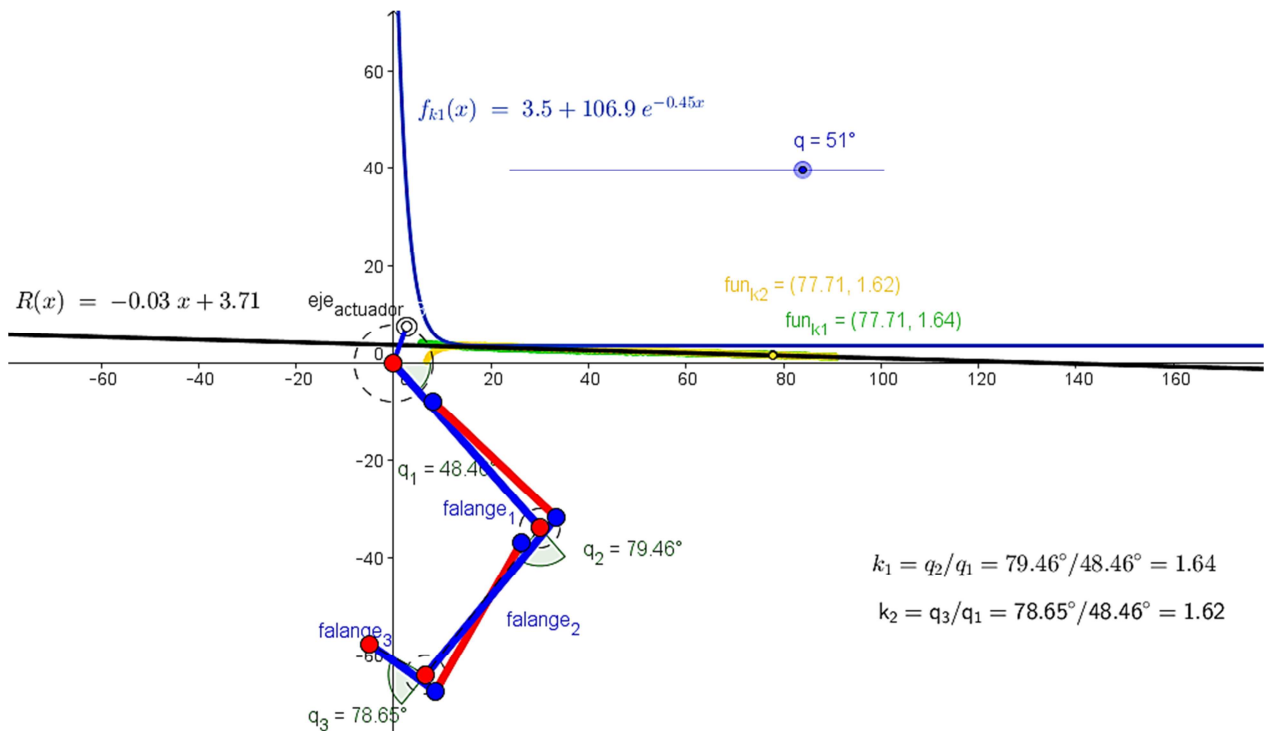


Fig. 9. Aproximación de la función lineal con respecto a la función exponencial descrita.

Sintetizando los rangos articulares, se encuentra la función lineal $R(x) = -0.03X + 3.71$, que permite describir los movimientos de salida para las palancas 2 y 3 con respecto a la 1 del elemento motriz de entrada, sin sacrificar la relación biomecánica como la

aproximación más cercana al área de trabajo del dedo índice, dada como una función exponencial representada por $f_{k1}(x) = 3.5 + 106.9e^{-0.45x}$.

3. Resultados

Se introduce el concepto de sistema sub-actuado para el diseño de los dedos secundarios de una mano robótica antropomórfica, mediante la transmisión y conversión del movimiento funcional a través de un solo actuador lineal, que como ya se demostró, le otorgará la facultad de movilidad al dedo en cada una de sus articulaciones con respecto a los puntos de apoyo o pivotes que conforman su arquitectura, esto en función de un sistema de palancas interconectadas entre sí, que conforman cada uno de las 3 falanges.

Al realizar la variación de las longitudes dadas para cada uno de los brazos de palanca y de resistencia con respecto a los puntos de apoyos o pivotes en relación a las barras que intervienen en la articulación de la palanca subsecuente, se encuentran las distancias reales biomecánicamente funcionales para la transmisión de acuerdo a la posición de los puntos de rotación o pivotes e interconexiones para la traslación de las palancas. Parámetros que permiten describir la trayectoria del punto final de la falange distal y el área de trabajo en los movimientos biomecánicos de flexión y extensión en relación a un dedo multi-articulado y sub-actuado por un sistema de palancas con la variación de un ángulo de entrada (ver Fig. 10).

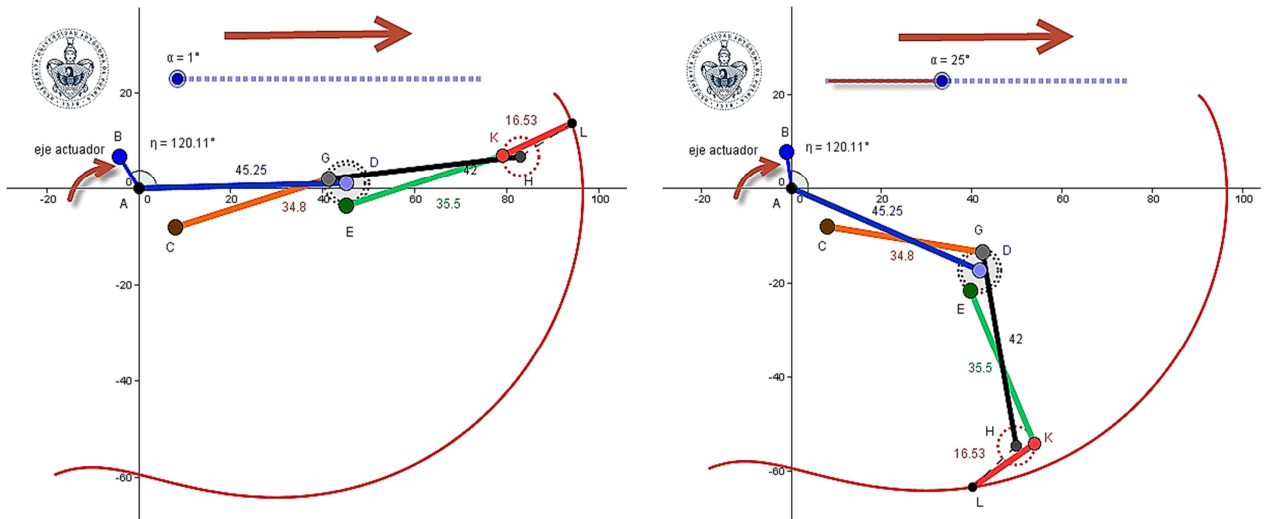


Fig. 10. Trayectoria de salida y área de trabajo del dedo artificial multi-articulado.

Esto significa que para lograr la función de apertura y cierre de cada uno de los dedos, se utiliza el actuador lineal como elemento motriz de entrada, mediante el cual, a través de la interconexión del vástago con el eslabón 1 del arreglo de palancas, se contempla el rango predefinido para la distancia total de cada una de las falanges del dedo articulado, tomando la distancia de los brazos de resistencia y sumándolos con los radios a los puntos de transmisión o brazos de palanca, encontrando así las distancias de las falanges del dedo índice que se describen (ver Tabla 1), exhibiendo el número de uniones por palanca, que logran transmitir el movimiento lineal y/o rotacional de entrada a los siguientes eslabones de la cadena cinemática o conjunto multi-articular.

Número de Palanca	Número de Uniones	Falange	Longitud total (cm)
1	4	Proximal	5.325
2	3	Media	4.223
3	2	Distal	1.71

Tabla 1. Puntos de uniones por palanca y longitudes de las falanges del dedo artificial.

Se verifica el comportamiento biomecánico de los rangos de movilidad para cada una de las articulaciones del dedo artificial; considerando la flexión de los cuatro segmentos de una cadena digital, conformada por un metacarpiano y tres falanges, se constata que ésta se lleva a cabo por enrollamiento a modo de la espiral dorada o logarítmica descrita por la trayectoria en negro (ver Fig. 11), como bien lo ha demostrado Littler, cirujano americano. Esta espiral, está construida en base al acoplamiento sucesivo de “Rectángulos de Oro”, denominados así porque la proporción entre su longitud y su anchura es de 1,618, nombrado el "Número de Oro", y que descende de la serie de Fibonacci [1].

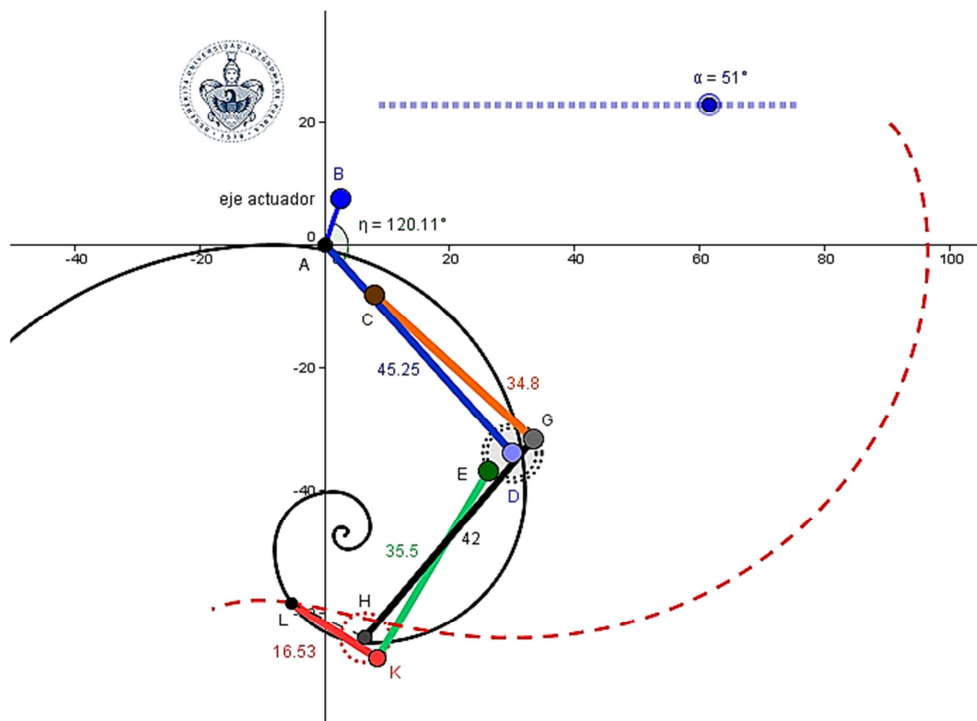


Fig. 11. Comparación biomecánica de la flexión en relación a la “espiral dorada”.

Para describir la cinemática directa del sistema propuesto, se parte del tomar como base la función lineal encontrada de la relación de posición que existe entre la palanca 2 con respecto a la palanca 1, así como la de la palanca 3 con respecto a la palanca 1, y que se demostró que satisface completamente la transferencia del movimiento lineal por medio del actuador lineal y el conjunto de palancas (ver Fig. 12)

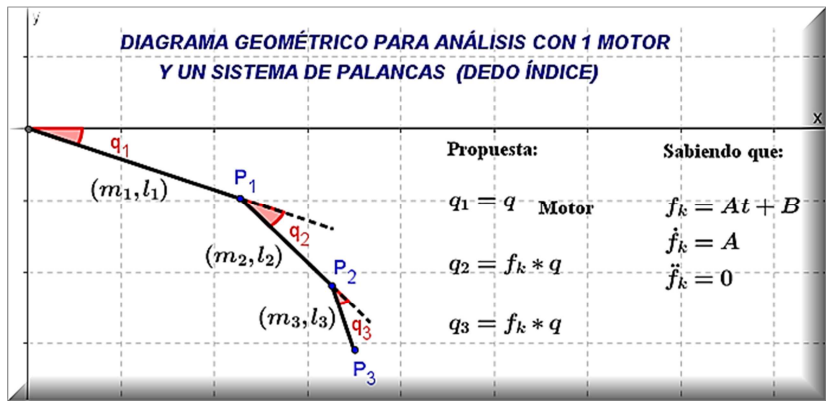


Fig. 12. Relación para el sistema sub-actuado de tres articulaciones y el actuador lineal.

Se propone la introducción de un ángulo de entrada para la palanca 1 vista como un eslabón en el caso del análisis en un robot manipulador, cuyo valor está dado por el actuador lineal conectado a la primera palanca para la transferencia del movimiento y a su vez la relación de la palanca 2 y 3 (eslabón 2 y 3) con respecto al de entrada o motriz, las cuales se describen a continuación:

$$q_1 = q \quad \text{Actuador} \quad (5)$$

$$q_2 = q * f_K \quad (6)$$

$$q_3 = q * f_K \quad (7)$$

Sabiendo que:

$$f_K = At + B = -0.03t + 3.71 \quad (8)$$

Se presenta la Cinemática Directa del Dedo con 3 Articulaciones, simplificando su descripción en términos del ángulo "q" de entrada, y la función "f_K" como la relación para el movimiento de sub-actuación del sistema de palancas propuesto:

$$P_1 = \begin{bmatrix} X_1 \\ Y_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_1 \cos(q) \\ -l_1 \sin(q) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$P_2 = \begin{bmatrix} X_2 \\ Y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_1 \cos(q) + l_2 \cos(q + q * f_K) \\ -l_1 \sin(q) - l_2 \sin(q + q * f_K) \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$P_3 = \begin{bmatrix} X_3 \\ Y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_1 \cos(q) + l_2 \cos(q + q * f_K) + l_3 \cos(q + 2 * q * f_K) \\ -l_1 \sin(q) - l_2 \sin(q + q * f_K) - l_3 \sin(q + 2 * q * f_K) \end{bmatrix} \quad (11)$$

Determinados los parámetros para el sistema sub-actuado que describa biomecánicamente el comportamiento en la apertura y cierre del dedo humano, se propone el CAD del conjunto de falanges para la construcción de un dedo artificial robótico implementado con 3 articulaciones, lo equivalente a la incorporación de la síntesis de 3 palancas y el actuador lineal, cuyo movimiento en extensión corresponde a la posición funcional para la mano humana (ver Fig. 13). Y para el movimiento de flexión (ver Fig. 14), descrita como se demostró anteriormente por la relación de enrollamiento en función de la espiral dorada o logarítmica.

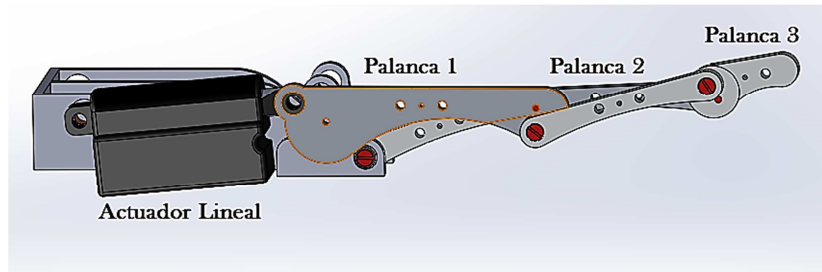


Fig. 13. CAD del dedo robótico en extensión y posición funcional en una mano.

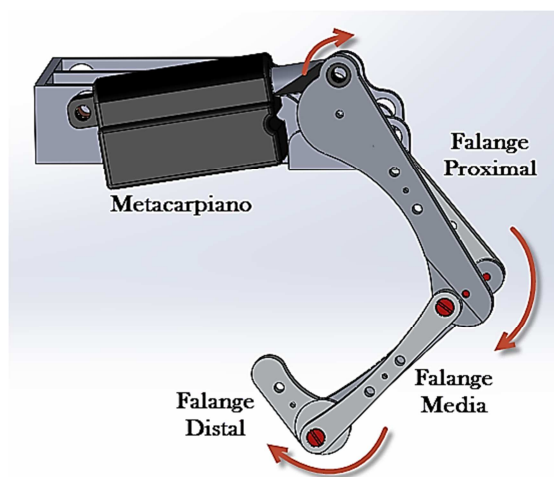


Fig. 14. CAD del dedo robótico en flexión en relación a la espiral logarítmica.

4. Discusión

Partiendo de los parámetros de la síntesis del sistema de palancas sub-actuadas para el dedo índice de una mano robótica, se otorga la capacidad de expansión y diseño para la construcción de los otros dedos, tomando como referencia las relaciones proporcionales de las palancas dependiendo al tamaño de los dedos restantes estéticamente y de manera funcional con respecto a su posición en la mano artificial.

Esto generaría un sistema de dedos multi-articulados con un actuador por dedo, lo cual, significaría una implementación a un menor costo, con una alta capacidad funcional y de alto grado de portabilidad; con posibilidades de integración al sector biomédico como propuesta de sistema protésico; así como de aplicación industrial, en el que se podría contemplar como efector final de sistemas robóticos manipuladores.

5. Conclusiones

Se ha demostrado la funcionalidad e impacto de la síntesis del sistema de palancas propuesto para la sub-actuación de un dedo artificial de 3 articulaciones, ya que biomecánicamente funciona en relación a la capacidad de los dedos humanos en los movimientos de extensión y flexión; para este último se verificó el comportamiento en

función de la espiral logarítmica, esto significa sencillamente, que las correlaciones de longitud de cuatro segmentos óseos que configuran a 3 articulaciones, en este caso el metacarpiano y los tres falanges, están en proporción adecuada. En la práctica e implementación de un dedo artificial robótico se tiene la condición para el buen enrollamiento de las falanges, a través del uso de palancas.

En la actualidad, existen pocos trabajos referentes a los sistemas sub-actuados para el movimiento de dedos multi-articulados en una mano robótica. Sin embargo, las manos artificiales comúnmente requieren el uso de actuadores voluminosos y sistemas de transmisión complejos, elementos que no concuerdan con las estrictas restricciones en peso y el tamaño para la generación de manos robóticas antropomórficas. Lo que enmarca el planteamiento de diseños desafiantes, evitando especificaciones conflictivas en el momento de la implementación, construcción y control, como el contemplado en esta propuesta de diseño de un dedo sub-actuado, que a menudo no pueden lograrse, sin utilizar un mayor número de recursos tecnológicos y económicos.

El sistema de mano sub-actuada es la solución intermedia entre las manos durante la manipulación y pinzas simples (control simple, pocos actuadores, tareas específicas). En una mano robótica sub-actuada, el número de actuadores es menor que el número de articulaciones y grados de libertad de la mano, razón por la cual, se ha convertido en un tema de estudio para los interesados en el control y síntesis de sistemas robóticos sub-actuados aplicados a la reproducción de la funcionalidad motriz y reproducción de los movimientos esenciales (funcionales) de la mano humana a reproducir por los sistemas robóticos en vías de desarrollo.

6. Referencias

- [1] A. I. Kapandji, *Fisiología Articular*. 6ª Edición. Tomo 1. 2006. Editorial Médica Panamericana. Madrid, España.

- [2] J. L. Pons, E. Recon, R. Ceres, D. Reynaerts, B. Saro, S. Levin, W. Van Moorleghem, "The manus-hand dextrous robotics upper limb prosthesis - mechanical and manipulation aspects". *Autonomous Robots*. No. 16. 2004. 143-163.
- [3] H. Cimadevilla, J. Herrera, "Diseño de un Sistema Articulado emulando el Movimiento de una Mano". Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Tesis de maestría. Cuernavaca, Morelos. Junio, 2006.
- [4] Y. Shin, H. Lee, K. Kim, "A Robot Finger Design Using a Dual-Mode Twisting Mechanism to Achieve High-Speed Motion and Large Grasping Force". *IEEE TRANSACTIONS ON ROBOTICS*. Vol. 28. No. 6. December 2012.
- [5] Y. Shin, K. Kim, "BLDC motor driven robot finger design using the sliding actuation principle". *IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics*. No. 978-1-4244-6506-4/10. 2010.
- [6] Q. Zhan, R. Yang, "Design and Optimization of a Robotic Finger". *6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. No. 978-1-4244-8756-1/11. 2011.
- [7] J. Zhao, L. Jiang, S. Shi, H. Cai, H. Liu, G. Hirzinger, "Five-fingered Underactuated Prosthetic Hand System". *International Conference on Mechatronics and Automation*. No. 1-4244-0466-5/06/. 2006. 1453-1458 pp.
- [8] H. Huang, L. Jiang, D.W. Zhao, J.D. Zhao, H.G. Cai, "The Development on a New Biomechatronic Prosthetic Hand Based on Under-actuated Mechanism". *International Conference on Intelligent Robots and Systems*. No. 1-4244-0259-X/06. 2006. 3791-3796 pp.
- [9] H. Liu, "Development of a Multi-DOF Anthropomorphic Prosthetic Hand". *International Conference on Robotics and Biomimetics*. No. 1-4244-0571-8/06. 2006. 878-883 pp.

- [10] M. Pérez Romero, A. T. Velázquez Sánchez, C. R. Torres San Miguel, L. Martínez Sáez, P. F. Huerta González, G. M. Urriolagoitia Calderón, "Sub-actuated anthropometric robotic prototype hand". *Rev. Fac. Ing. Univ. Antioquia* No. 65. Diciembre, 2012. 46-59 pp.
- [11] É. A. Portilla Flores, O. F. Avilés Sánchez, R. Piña Quintero, P. A. Niño Suárez, É. Moya Sánchez, M. A. Molina Vilches, "Análisis Cinemático y Diseño de un Mecanismo de Cuatro Barras para Falange Proximal de Dedo Antropomórfico". *Ciencia e Ingeniería Neogranadina*. Vol. 20. No. 1. Bogotá. Junio de 2010. 45-59 pp.
- [12] É. A. Portilla Flores, O. F. Avilés Sánchez, R. Piña Quintero, P. A. Niño Suárez, "Diseño Óptimo de un Dedo tipo Antropomórfico". *IFMBE Proceedings*. Vol. 33. No. 201. 1276–1279 pp.
- [13] J. T. Belter, J. L. Segil, A. M. Dollar, R. F. Weir, "Mechanical design and performance specifications of anthropomorphic prosthetic hands: A review". *J Rehabil Res Dev*. Vol. 50. No. 5. 2013. 599–618 pp.
- [14] V. Bundhoo, E. J. Park, "Design of an Artificial Muscle Actuated Finger towards Biomimetic Prosthetic Hands". PO BOX 3055 STN CSC. Victoria. No. 0-7803-9177-2/05. 2005. 368-375 pp.

7. Autores

Ing. Jesús Alberto Ordaz Rivera es Ingeniero en Mecatrónica por la Benemérita Universidad de Puebla. El objeto de su investigación es la "Instrumentación de Sistemas Mecatrónicos y Análisis Biomecánico". Actualmente se encuentra realizando sus estudios en el programa de Maestría en Ingeniería Electrónica, opción Instrumentación Electrónica, de la misma institución.

Dr. Emilio Miguel Soto García obtuvo su título de Doctor con especialidad en Ingeniería Biomédica por la Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla, profesor investigador en la Facultad de Ciencias de la Electrónica de la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, quien se encuentra en el área de investigación y desarrollo en "Sistemas Biomecánicos e Instrumentación Biomédica".

Dr. José Eligio Moisés Gutiérrez Arias obtuvo su título de Doctor en Ciencias Matemáticas por la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla. El objeto de su investigación es la “Modelación Matemática y el Análisis de Sistemas Dinámicos”. Es profesor Investigador Titular en la Facultad de Ciencias de la Electrónica de la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla y miembro del Sistema Nacional de Investigadores.

Una propuesta de arquitectura para el control de un robot guía

Karla Lourdes Luna Gallegos

CIEP FI - UASLP, Av. Manuel Nava s/n, C.P. 78290, San Luis Potosí, SLP, México

karla.luna@alumnos.uaslp.edu.mx

Elvia Ruth Palacios Hernández

FC – UASLP, Av. Salvador Nava s/n, C.P. 78290, San Luis Potosí, SLP, México

epalacios@ciencias.uaslp.mx

Antonio Marín Hernández

CIIA - UV, Sebastián Camacho No. 5, C.P. 91000, Xalapa, Veracruz, México

anmarin@uv.mx

Resumen

En este artículo se propone una arquitectura de software para controlar un robot móvil en la tarea de robot guía. La arquitectura se divide en tres módulos generales de acción dirigidos por un supervisor. La toma de decisiones se basa en el comportamiento que presente el usuario con la finalidad de ofrecer un mejor servicio a las personas. En el primer módulo, el robot está a la espera de un usuario, en el segundo módulo el robot realiza la acción de guía en la cual traza una trayectoria al destino deseado, además controla la velocidad e identifica al usuario para mantenerlo en el campo de visión del robot, una vez que llegó a su destino el robot regresa a su origen. Cada actividad se comunica mediante el middleware ROS pudiendo operar de manera separada y en grupo. La arquitectura propuesta se implementa en la plataforma Tbot, éste es capaz de trasladarse del origen a su destino modulando su velocidad sin perder de vista al usuario, la navegación se considera sin obstáculos.

Palabra(s) Clave(s): arquitectura de software, control automático, control de sistemas, robots móviles.

1. Introducción

Hoy en día las aplicaciones de la robótica se han extendido a lugares cotidianos para las personas como sus hogares, lugares públicos, zonas de desastres, etc. Esto involucra una interacción más cercana del robot con las personas, donde para ofrecer un servicio seguro, confiable y eficiente debe considerar normas y comportamientos sociales. Se requiere entonces que el robot realice tareas complejas y toma de decisiones para adaptarse a un ambiente humano.

En este artículo el objetivo principal del robot móvil es la tarea de guía de personas, para realizar esta tarea se implementará una arquitectura de software para controlar al robot. Existen muchas formas de arquitectura de software para el control de un sistema, éstas permiten controlar los comportamientos del robot en distintos niveles y de forma paralela, lo que permitirá realizar una tarea compleja. A continuación se detallan algunas de las propuestas que existen en la literatura, no se tiene preferencia por algún diseño en particular.

En [1] se propone una arquitectura de control que consiste en 4 capas: manejo de dispositivos, control, coordinación y organización, cada capa se controla de manera autónoma y su procesamiento es de forma paralela, realiza 4 módulos generales: navegación con control, planeación de trayectoria global, operaciones de control y comunicación. La arquitectura en [2] se compone de 6 capas: hardware, dispositivos, middleware, componentes, servicios y aplicaciones. Una arquitectura diferente se propone en [3] basada en toma de decisiones por control, que consiste en un sistema de gestión de tareas, un sistema de procesamiento de información y un sistema de navegación, cada uno independiente y paralelo de los otros. En [4] se presenta una arquitectura jerárquica para el control de un robot humanoide, consta de cinco capas de implementación: dos capas de comportamiento, de tareas y de estado del robot. El controlador del robot juzga el estado del robot y proporciona al robot comportamientos basados en la percepción y el control autónomo de los actuadores.

Una arquitectura de estructura modular se presenta en [5], aquí los módulos están separados por las características y responsabilidades, primero se encuentra el nivel básico donde están los dispositivos y sensores, después un nivel reactivo para mantener la integridad del robot, los

siguientes módulos controlan las funciones de movimiento de bajo nivel (velocidad, aceleración, posición) y alto nivel (navegación, teleoperación, manipulación).

En este artículo se describe el diseño de una arquitectura jerárquica para controlar un robot móvil en la aplicación de robot guía. Se propone una arquitectura de 6 capas: el nivel de dispositivos, una capa de comunicación entre el hardware y el software, una capa de habilidades, de ejecución, de comportamiento, hasta el nivel supervisor.

El artículo está organizado de la siguiente manera: en la sección 2 se describen las capas que integran la arquitectura jerárquica propuesta. En la sección 3 se muestran los experimentos realizados y los resultados obtenidos. Finalmente en la sección 4 se muestran las conclusiones del trabajo.

2. Arquitectura jerárquica para un robot móvil

La arquitectura se compone de 6 capas (Figura 1), en la primera capa se encuentran los dispositivos de entrada y salida, la segunda capa es la información que se extrae de los sensores, en la tercera capa se encuentran las habilidades que tiene el robot, en la capa siguiente se encuentra la operación a ejecutar del robot, después una capa de comportamiento y en la última capa está el supervisor. Todas las capas están conectadas al middleware ROS para la transferencia de información entre procesos.

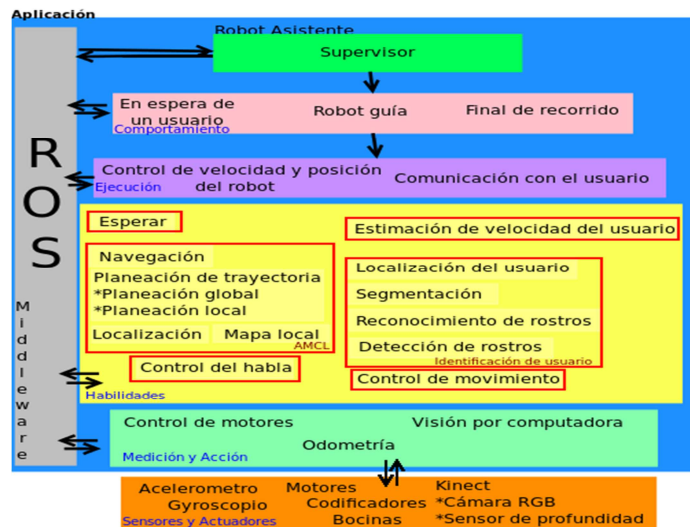


Fig. 1. Arquitectura del software.

2.1. Primera capa: Dispositivos

La plataforma móvil que se utilizará en este artículo es el robot llamado Tbot (Figura 2), el cual consiste de una plataforma Turtlebot como base con 2 pisos extras y mide en total 1.2 metros, tiene dos sensores Microsoft Kinect, una laptop para el control de navegación y otra para el control por visión, unas bocinas estéreo, una batería para la alimentación del iRobotCreate y una para los dos Kinect.

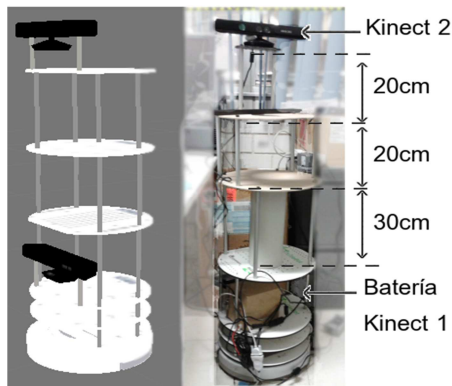


Fig. 2. Robot Tbot.

La base móvil es un iRobotCreate (Figura 3) la cual está equipada con sensores que perciben el entorno y proveen una retroalimentación de su posición y orientación para un algoritmo de control. Tiene un codificador en cada rueda con lo que podemos calcular la odometría, un giroscópio, cuatro sensores cliff para detectar si se está cerca de un escalón, dos sensores de contacto para detectar si el robot choca con algún objeto, un botón de encendido. Los actuadores son dos motores de las ruedas izquierda y derecha que proporcionan un sistema de acción diferencial, tres luces de diodo (LED), un altavoz capaz de producir diferentes tonos, tiene además una rueda de soporte [6].



Fig. 3. iRobotCreate, [7].

Los sensores Microsoft Kinect, cuentan con una cámara RGB, un emisor/receptor de luz infrarroja (IR), un arreglo múltiple de micrófonos y un acelerómetro de tres ejes en un motor de inclinación (Figura 4). La cámara tiene un ángulo de apertura de 43° vertical y 57° horizontal, la cual obtiene imágenes de 640x480 pixeles a una velocidad de 30 frames/sec.

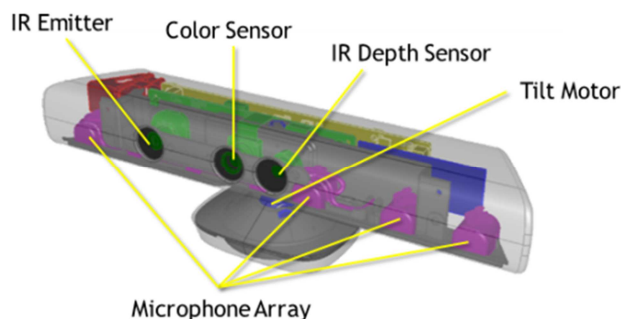


Fig. 4. Sensor Microsoft Kinect, [8].

2.2. Segunda capa: Percepción y acción. ROS

El Middleware ROS (Robot OperatingSystem) es un conjunto de software de código abierto que incluye librerías y herramientas para los desarrolladores de software para robots. Éste funciona como un sistema operativo, proporciona controladores de dispositivos y acceso al hardware con la que podemos obtener la información de los sensores y controlar los actuadores. Por medio de paso de mensajes entre procesos podemos manipular la información obtenida y accionar al robot por medio de velocidad lineal y angular, además ofrece algoritmos de aplicación para múltiples robots, visualizadores, simuladores, entre otras cosas. ROS es un software distribuido de procesos (también conocidos como nodos) que permite a los ejecutables ser diseñados de forma individual y acoplados en tiempo real. Estos procesos se pueden agrupar en paquetes y pilas, que pueden ser fácilmente compartidos y distribuidos. ROS también es compatible con un sistema de repositorios que permiten la colaboración y distribución de código [9].

2.3. Capa de habilidades

Una vez que se obtiene la información de los dispositivos pasamos a la capa de habilidades. En esta capa se presentan las capacidades que tiene el robot, son acciones que puede realizar de manera conjunta con otras acciones, de manera separada o de forma paralela.

2.3.1. Estado de espera

Inicialmente, el robot se encuentra en un estado de espera, en este momento el robot debe conocer el mapa en el que se encuentra y conocer su posición actual, esperando por un posible usuario. La acción del movimiento del robot es nula mientras que el algoritmo de visión es el que se encuentra en activo para detectar si una persona se encuentra a una distancia cercana del robot. Una vez que se identificó un posible usuario, se espera la instrucción para continuar con la actividad.

2.3.2. Algoritmo de identificación

La primera actividad que realiza el robot es con el algoritmo de identificación de usuario el cual con los datos que proporciona el sensor Kinect superior (RGB y depth) por medio de control visual, es posible determinar cuando alguien se encuentra dentro del campo de visión de la cámara (2D) donde serán detectados y localizados en un espacio de tres dimensiones. Se realizó un algoritmo para este propósito el cual se detalla en [10], el usuario es encontrado por su rostro, la clasificación entra como auxiliar para la ubicación de la persona en caso de perder la detección del rostro y después se realiza una segmentación para la localización del usuario en el espacio de trabajo. El esquema final del algoritmo de identificación de personas se muestra en la Figura 5.

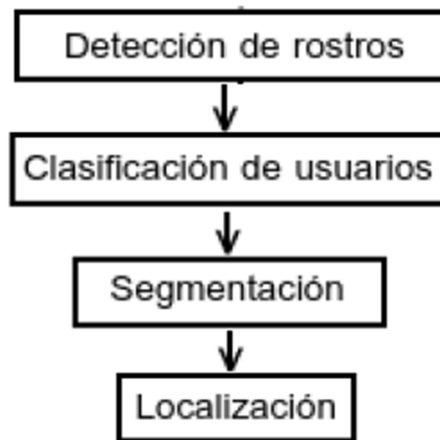


Fig. 5. Algoritmo de Identificación de personas.

2.3.3. Estimación de velocidad

Después de localizar al usuario se estima la trayectoria que este realiza y la velocidad. Para calcular la trayectoria utilizamos los splines cúbicos ya que éste elimina dos problemas de la interpolación lineal: su lentitud de convergencia y el que presenta ángulos en los nodos, lo cual es inadecuado en ciertas aplicaciones. Un spline cúbico es una función polinómica segmentaria de grado 3 con primera y segunda derivada continuas [11].

Dados $n + 1$ puntos (x_k, y_k) para $k = 1, 2, \dots, n + 1$ con $x_1 < x_2 < \dots < x_{n-1}$ tales que:

$$s(x) = q_k(x), \quad x \in [x_k, x_{k+1}] \quad \text{para } k = 1, 2, \dots, n \quad (1)$$

que verifiquen las siguientes condiciones de interpolación:

$$\begin{aligned} q_k(x_k) &= y_k & \text{para } k = 1, 2, \dots, n \\ q_k(x_{k+1}) &= y_{k+1} & \text{para } k = 1, 2, \dots, n \end{aligned} \quad (2)$$

y también en las condiciones de conexión:

$$\begin{aligned} q'_k(x_{k+1}) &= q'_{k+1}(x_{k+1}) & \text{para } k = 1, 2, \dots, n - 1 \\ q''_k(x_{k+1}) &= q''_{k+1}(x_{k+1}) & \text{para } k = 1, 2, \dots, n - 1 \end{aligned} \quad (3)$$

Las primeras condiciones (ec. 2) establecen que s es continua e interpola los puntos (x_k, y_k) . Las segundas (ec. 3) implican que s tiene primera y segunda derivadas continuas [11]. Se dice entonces que $s(x)$ es spline interpolador para P_0, P_1, \dots, P_n . Denotando con $h_k = x_{k+1} - x_k$ para $k = 0, 1, \dots, n - 1$ y $\sigma_k = s''(x_k)$ para $k = 0, 1, \dots, n - 1$. Se tiene que:

$$\begin{aligned} q_k(x) &= \frac{\sigma_k}{6} \left[\frac{(x_{k+1} - x)^3}{h_k} - h_k(x_{k+1} - x) \right] + \frac{\sigma_{k+1}}{6} \left[\frac{(x - x_k)^3}{h_k} - h_k(x - x_k) \right] + y_k \left[\frac{x_{k+1} - x}{h_k} \right] \\ &+ y_{k+1} \left[\frac{x - x_k}{h_k} \right] \quad \text{para } k = 0, 1, \dots, n - 1. \end{aligned} \quad (4)$$

La cual es la ecuación del spline $q_k(x)$.

Para obtener $\sigma_0, \sigma_1, \dots, \sigma_n$ debemos resolver la siguiente ecuación:

$$h_{k+1}\sigma_{k+1} + 2(h_{k-1} + h_k)\sigma_k + h_k\sigma_{k+1} = 6 \left(\frac{y_{k+1} - y_k}{h_k} - \frac{y_k - y_{k+1}}{h_{k+1}} \right) \quad \text{para } k = 1, \dots, n - 1 \quad (5)$$

Se realizaron pruebas fuera de línea en las que se tomaron los datos de algunas personas al caminar por un pasillo para obtener su trayectoria, los datos obtenidos fueron la posición del

usuario en un espacio tridimensional y el tiempo a lo largo del recorrido. En la gráfica de la Figura 6 se muestra el recorrido de las personas y la trayectoria estimada con los splines.

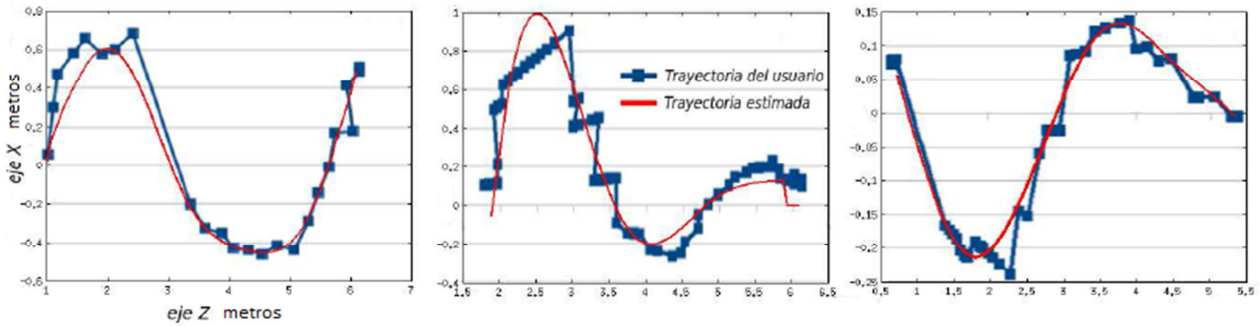


Fig. 6. Trayectoria estimada con algoritmo de visión.

Para la estimación de velocidad se utilizó el método de longitud del arco de punto a punto sobre la trayectoria obtenida con el spline y el tiempo del segmento. La longitud del arco es:

$$s = \int_a^b \sqrt{1 + [f'(x)]^2} dx \quad (6)$$

donde $f(x)$ es el spline y la velocidad se determina con la fórmula: $v = s/t$

Las velocidades resultantes están dadas en metros por segundo y se muestran en la Tabla 1. La velocidad promedio de una persona al caminar es de 1.2 m/s [12], como se muestra en la Tabla 1, el comportamiento de las velocidades al iniciar el recorrido es menor a la velocidad promedio, sin embargo conforme avanza, ésta se nivela a una velocidad aproximada de 1 m/s, disminuyendo nuevamente mientras se acerca al final del trayecto.

Velocidad del usuario (punto a punto) m/s		
Persona 1	Persona 2	Persona 3
0.7205	1.0239	0.4478
1.0046	0.6853	1.0449
0.9800	0.8303	0.9742
0.9666	0.7345	1.1266
0.5776	0.5693	1.1060

Tabla 1. Velocidad estimada del usuario.

2.3.4. AMCL

AMCL es un sistema de localización probabilística para mover un robot en un espacio de 2D. Éste implementa el enfoque Adaptativo de la Localización de Monte Carlo, el cual utiliza un filtro de partículas para rastrear la posición del robot contra un mapa conocido [13].

Utiliza algoritmos para localizarse en el mapa [14], tales como, *simple motion model odometry* el cual acepta una posición inicial y la información de odometría como entrada y proporciona una salida aleatoria de la siguiente posición, este algoritmo es más sencillo de implementar que otros que calculan la probabilidad de una nueva posición. Otro algoritmo utilizado es el *beam range finder model*, para este modelo se incorporan cuatro tipos de mediciones del error: pequeños ruidos de medición, errores debido a objetos inesperados, a fallos en la detección de objetos y ruido inexplicable. La entrada del algoritmo es una exploración completa de rango (utilizando las mediciones anteriores), la posición del robot y un mapa. El algoritmo devuelve una probabilidad de los objetos que se encuentran en el campo de visión de la cámara. El algoritmo *likelihood field range finder model*, entra como refuerzo del anterior, pues, mientras más se vincule la geometría y la física de los telémetros se tendrán dos inconvenientes: la falta de suavidad y la complejidad computacional. Otro de los algoritmos que utiliza es el *augmented MCL*, este algoritmo es parecido al MCL (Monte Carlo Localization) pero a diferencia del original este es capaz de relocalizarse en caso de que el robot sea secuestrado o que tenga fallas de localización global por medio de añadir partículas al azar a los conjuntos de partículas ya existentes suponiendo una pequeña probabilidad de que el robot sea secuestrado.

2.3.5. Control de movimiento

Se utilizó la ley de control del artículo [15] en el cual se propone un controlador adaptativo para guiar a un robot móvil unicycle durante el seguimiento de trayectoria. El control consiste en generar velocidades lineales y angulares teniendo en cuenta sólo el modelo cinemático y compensando la dinámica del robot. Se analizó la estabilidad del sistema utilizando la teoría de Lyapunov.

La ley de control cinemática propuesta aplicada al robot está dada por:

$$\begin{bmatrix} u_{ref}^c \\ w_{ref}^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \psi & \sin \psi \\ -\frac{1}{a} \sin \psi & \frac{1}{a} \cos \psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d + I_x \tanh\left(\frac{k_x}{I_x} \tilde{x}\right) \\ y_d + I_y \tanh\left(\frac{k_y}{I_y} \tilde{y}\right) \end{bmatrix} \quad (7)$$

Donde u_{ref}^c es la velocidad lineal, w_{ref}^c es la velocidad angular, ψ es la orientación del robot, x y y son la posición actual, x_d y y_d son la posición deseada, $\tilde{x} = x_d - x$ y $\tilde{y} = y_d - y$ son los errores en la posición actual, $k_x > 0$ y $k_y > 0$ son las ganancias del controlador, $I_x \in \Re$ y $I_y \in \Re$ son las constantes de saturación.

2.4. Capa de ejecución

Algunas de las capacidades mencionadas se realizan como un proceso interno (por ejemplo el control visual), los datos manejados se manipulan a nivel del software. Otras habilidades vinculan la información procesada con los dispositivos (hardware), permitiendo accionar al robot.

En la capa de ejecución se activan dos estados de manera paralela, el control de velocidad y posición del robot y la comunicación con el usuario.

Las habilidades que involucran el control de la base iRobot Create son: navegación y control de movimiento. Mientras que la comunicación con el usuario está conectado directamente al control del habla. Estos operan en conjunto con las demás actividades del robot, esto explicara de manera clara en la capa de supervisor.

2.5. Capa de comportamiento

Para la tarea de robot asistente se consideran tres comportamientos básicos en su funcionamiento. Como se explicó anteriormente, el robot inicia en una etapa de espera en la que los actuadores de la base están inactivos hasta que encuentre un usuario, aquí el robot puede tratar de establecer una comunicación con un posible usuario, invitándolo a utilizar sus servicios con el algoritmo de control de voz, si la persona se encuentra a una distancia cercana.

El comportamiento como robot guía inicia al momento en que un usuario requiere la asistencia del robot para llegar a algún punto en específico, el robot reconoce a su usuario y una vez conocido el destino al que se desea llegar traza una trayectoria y modula su velocidad por

medio de un sistema de control con la información estimada de la velocidad del usuario. Sin perder la comunicación con el usuario para ofrecer un recorrido eficiente y confortable.

Al final del recorrido, el robot se despide del usuario y traza una trayectoria para volver a su origen.

2.6. Supervisor

La capa del supervisor se encarga de dirigir todas las capas anteriores, en que momento debe accionarse o desactivarse cada una de ellas. En la Figura 7 se muestra la operación del supervisor en un diagrama de flujo.

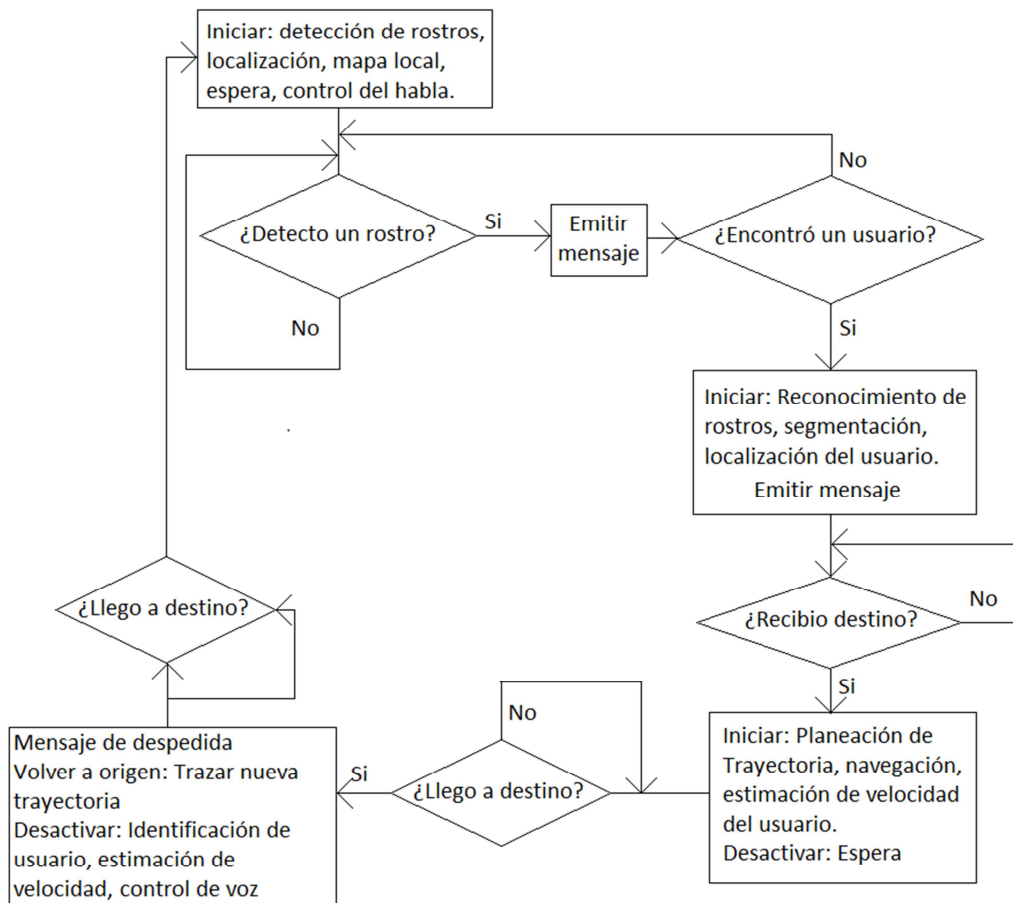


Fig. 7. Supervisor.

El funcionamiento del robot se inicia con la localización del robot en un mapa local, mientras que se encuentra inmóvil en la recepción (estado de espera). El robot inicia la búsqueda de rostros en su campo de visión, una vez que detectó un rostro se establece una comunicación con el posible usuario, cuando la persona solicita los servicios del robot se identifica y localiza al usuario. Luego de recibir el destino deseado se ejecutan los algoritmos de navegación, planeación de trayectorias y estimación de velocidad del usuario además se mantiene una comunicación con el usuario a lo largo del recorrido por medio del algoritmo de control del habla. Finalmente, cuando se llega al destino se emite un mensaje de despedida y se traza una nueva trayectoria para volver al origen.

3. Experimentos y resultados

Para obtener el mapa local se utiliza un paquete de navegación que proporciona ROS llamado GMapping, este algoritmo puede generar mapas por medio de un láser, el cual realiza una técnica llamada SLAM (Simultaneous Localization And Mapping) que consiste en utilizar un filtro de partículas en la que cada partícula lleva un mapa individual del entorno. Se calcula una distribución teniendo en cuenta no solo el movimiento del robot sino también la observación más reciente. La Figura 8 muestra el entorno donde opera el Tbot obtenido por GMapping.

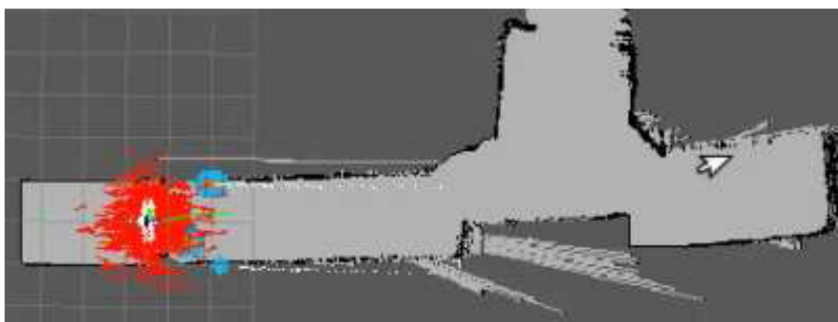


Fig. 8. Mapa local.

El robot es localizado en la recepción para iniciar con la actividad de robot guía, la señal de los actuadores se encuentra inactiva. Los resultados del algoritmo de detección de rostros correspondiente a la capa de habilidades se muestran en la Figura 9, el algoritmo es capaz de ubicar la cara de una persona con un recuadro verde en diferentes de posiciones.

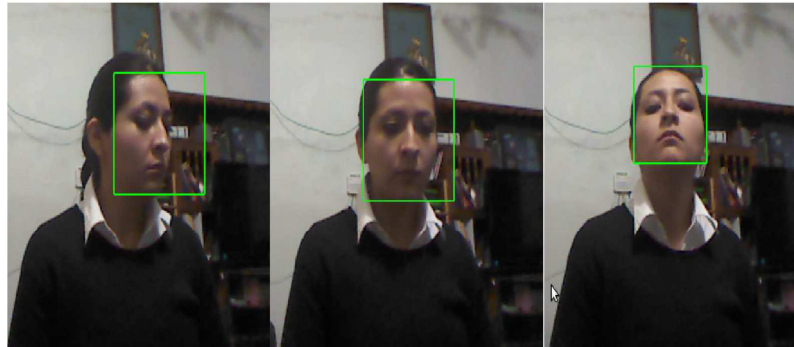


Fig. 9. Identificación de rostros.

El robot inicia el control del habla que se maneja con un paquete de ROS, éste se acciona invitando al usuario a disponer de sus servicios con la frase “Hola, soy Tbot ¿Puedo ayudarte?” y se mantiene a lo largo del recorrido, para mantener una interacción con el usuario con frases como “sígueme”, “vas muy rápido”, etc. ofreciendo así un servicio más amigable.

Cuando el usuario es identificado, la fase de segmentación toma la posición del rostro del usuario obtenida con el algoritmo de detección de rostros y por medio de segmentación por color (Hue, Saturation, Value) y con el método de región de crecimiento (con la información de profundidad como criterio de pertenencia) es posible separar a la persona del resto de la imagen incluso si el rostro se pierde. Una vez que se conoce la ubicación del usuario respecto a la cámara, es posible localizarlo en un espacio de 3D como se muestra en la Figura 10. Con los datos obtenidos se puede calcular la velocidad del usuario como se muestra en la sección 2.3.3.

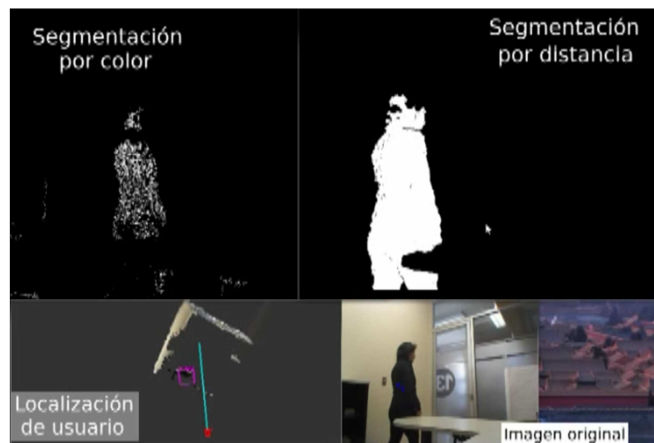


Fig. 10. Segmentación y localización del usuario.

El control del movimiento de las ruedas del robot se realiza con la ley de control de la sección 2.3.5 el cual se muestra su comportamiento en la Figura 11, donde la línea verde es la trayectoria real que sigue el robot y la línea roja es la trayectoria deseada.

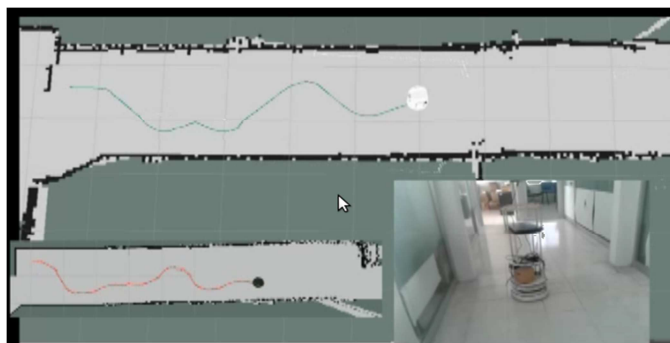


Fig. 8. Control de Trayectoria.

Se envían mensajes de velocidad tanto angular como lineal para accionar los motores del robot, al mismo tiempo se retroalimenta la posición real del robot que se realiza haciendo una transformación de la posición inicial del robot dentro del mapa con la odometría de éste.

4. Conclusiones

Las arquitecturas de software que manejan los robots móviles se han basado principalmente en la navegación, teniendo en segundo plano las demás actividades. Para una interacción con los humanos, se propuso una arquitectura de organización jerárquica centrada en el comportamiento de las personas. En la arquitectura propuesta, cada capa se comunica con la capa superior inmediata y con su subordinada inmediata, además cuenta con la ventaja de que cada capa se comunica por medio del middleware ROS el cual permite operar de manera paralela y conjunta cada actividad, pues facilita la comunicación entre procesos y el paso de mensajes de información. Se ordenaron las capas de acuerdo a su valor, de manera descendente, se encuentra primero el supervisor, el cual se encarga de tomar la decisión final de la actividad que realizará el robot, esto depende en su mayoría de la acción del usuario. La capa de ejecución contiene dos funciones generales, el movimiento del robot y la comunicación con el usuario, el supervisor ordena que función debe ejecutarse iniciando así la capa de habilidades. Esta capa requiere conocer las mediciones de los sensores y envía información para el movimiento de los actuadores. La capa de medición y acción funciona como enlace

entre los sensores y los algoritmos de habilidades. Finalmente en la última capa de la arquitectura se encuentran los sensores y actuadores, que son los dispositivos con los que cuenta el robot y proporcionan la información del entorno.

Con los resultados obtenidos podemos observar que es posible identificar y localizar al usuario, además el robot es capaz de seguir una trayectoria, logrando con esto llevar al usuario de una posición inicial (recepción) a una posición final (destino) con un control de velocidad. Todas las actividades se administran por medio del supervisor proporcionando así la acción que tomara el robot.

La tarea de un robot guía consiste en dirigir a una persona a un destino deseado. La arquitectura de software permite realizar ajustes de forma sencilla a esta actividad, logrando adaptar el servicio del robot guía de acuerdo a las necesidades del entorno y de los usuarios. Algunas aplicaciones para el servicio de este robot son por ejemplo: guía en museos o áreas de entretenimiento, hospitales, asistencia para adultos mayores, guía y transporte de objetos, entre otros.

5. Referencias

- [1] Behavior-based autonomous cooperative control of intelligent mobile robot systems with embedded Petri nets. 15th International Symposium on Soft Computing and Intelligent Systems (SCIS) Joint 7th International Conference on and Advanced Intelligent Systems (ISIS). 3-6 Diciembre 2014.
- [2] Robot Software Architecture based on IPv6. 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). 21-23 June 2011.
- [3] Research on open control architecture of autonomous mobile robot with multi-layer and modularization. 2nd International Asia Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics (CAR). 6-7 Marzo 2010.
- [4] SSVEP-based hierarchical architecture for control of a humanoid robot with mind. 11th World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA). 29 Junio – 4 Julio 2014.

- [5] A Generic Embedded Robot Platform for Real Time Navigation and Telepresence Abilities. 2nd Eastern European Regional Conference on the Engineering of Computer Based Systems (ECBS-EERC). 5-6 Septiembre 2011.
- [6] A Guided Internship For High School Students Using iRobot Create. Proceedings of the 18th World Congress of International Federation of Automatic Control. Agosto 2011.
- [7] MATLAB – based Simulator for the iRobot Create. En línea en: <http://verifiablerobotics.com/CreateMATLABsimulator/createsimulator.html>. Acceso: Mayo 2015.
- [8] Kinect for Windows Sensor Components and Specifications. En línea en: <http://msdn.microsoft.com/en-us/library/jj131033.aspx>. Acceso: Mayo 2015.
- [9] ROS Introduction. En línea en: <http://wiki.ros.org/ros/introduction>. Acceso: Mayo 2015.
- [10] Detección y Seguimiento de Personas con Análisis de Color en Datos RGB-D. XVI Congreso Latinoamericano de Control Automático. 14-17 Octubre 2014.
- [11] A. Cordero Barbero, J.L. Hueso Pagoaga, E. Martinez Molada, J.R. Torregrosa Sánchez, Métodos Numéricos con Matlab. 2005. Ed. Univ. Politéc. Valencia. 496 pp.
- [12] M. D. Latt, H. B. Menz, V. S. Fung, S. R. Lord, “Walking Speed, Cadence and Step Length are Selected to Optimize the Stability of Head and Pelvis Accelerations”, Experimental Brain Research. Vol. 184. No. 2. Enero, 2008. 201-209 pp.
- [13] AMCL. Acceso: <http://wiki.ros.org/amcl>. Mayo 2015.
- [14] Probabilistic Robotics. Early Draft. 1999-2000.
- [15] An Adaptive Dynamic Controller for Autonomous Mobile Robot Trajectory Tracking. XVI Control Engineering Practice. Mayo 2008.

6. Autores

M. en I. Karla Lourdes Luna Gallegos recibió el título de Ingeniero en Electrónica en 2011. En 2012 obtuvo el grado de Maestro en Ingeniería con especialidad en Control

Automático. Actualmente estudia el Doctorado en Ingeniería Eléctrica en la Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Dr. Elvia Ruth Palacios Hernández recibió el título de Ingeniero en Comunicaciones y Electrónica de la Universidad de Guadalajara en 1994. En 1999 obtuvo el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica del CINVESTAV Unidad Guadalajara. En 1999 realizó una estancia en el Laboratorio de Análisis y Arquitectura de Sistemas (LAAS-CNRS), obteniendo el Diploma de Estudios A profundidad (DEA) y el grado de doctor en sistemas automáticos del Instituto Nacional de Ciencias Aplicadas (INSA) de Toulouse en 2000 y 2004, respectivamente.

Dr. Antonio Marín Hernández recibió el título de Licenciado en Física de la Universidad Veracruzana en 1995. En 1998 obtuvo el grado de Maestro en Inteligencia Artificial de la Universidad Veracruzana y en el 2000 obtuvo el título de Maestría en Informática y Telecomunicaciones (DEA) así como el grado de Doctor en Informática y Telecomunicaciones del Institut National Polytechnique de Toulouse en 2004.

Fault detection in VSD-fed induction motors through Park's impedance and fuzzy systems

Arturo Mejia Barron

Universidad Autónoma de Querétaro, San Juan del Rio, C.P. 76807, Qro., México

amejia@hspdigital.org

Armando Guadalupe García Ramirez

Universidad Autónoma de Querétaro, San Juan del Rio, C.P. 76807, Qro., México

aggarcia@hspdigital.org

Roque Alfredo Osornio Rios

Universidad Autónoma de Querétaro, San Juan del Rio, C.P. 76807, Qro., México

raosornio@hspdigital.org

Rene de Jesus Romero Troncoso

Universidad de Guanajuato, Salamanca, C.P. 36885, Gto., México

raosornio@hspdigital.org

Summary

Industrial applications that require speed control have been increasing in recent years and the use of variable speed drives (VSD) for feeding induction motors (IM) is more common. Therefore, methodologies for detecting faults on VSD-fed IM are needed with the aim of minimize cost in maintenance and reduce the power consumption. In this work a methodology for fault diagnosis is proposed through spectral patterns obtained from the Park's impedance. Broken rotor bar, unbalanced mass, and misalignment conditions are investigated and a fuzzy-logic diagnosis system is proposed for asserting the VSD-fed IM condition. Results show high effectiveness in detection of the

investigated fault conditions through the proposed methodology, which has been validated with experimental tests.

Index terms: fault detection, impedance analysis, induction motors, park transform, variable speed drives.

1. Introduction

Predictive maintenance is one of the most important concerns in industry because it helps to detect faults in industrial processes, granting a major equipment useful life, lower cost production, and a uniform end-product quality by avoiding line stops [1]. Induction motors (IM) are the most widely used electrical machine in industry. Due to its simple structure and high reliability, the IM is used for many purposes such as pumps, blowers, fans, compressors, transportation, machinery spindles, etc. IM is the most typical and representative equipment in modern production system, which consumes more than 50% of the electrical energy used in industry [2]. Owing to thermal, electrical and mechanical stresses, mechanical and electrical failures are unavoidable in IM. Early detection of abnormalities in the motor helps to avoid expensive failures [3]. Around 40% to 50% of IM faults are bearing related, rotor faults represent 5% to 10% and unbalance and misalignment faults are about 12% [4]. Furthermore, variable-speed applications have been increasing recently, so the connection of IM through variable speed drives (VSD) is required. This connection can provide some advantages like extending the IM useful life and saving energy, but making the detection of faults more difficult due to the spurious harmonics induced by the VSD operation [5]. Moreover, the extensive use of VSD allows new possibilities for the on-line detection of faults [6].

Concerning to fault detection in IM, a number of techniques have been proposed. Signal processing approaches like fast Fourier transform (FFT), current envelope, multiple reference frame theory, discrete wavelet transform (DWT), continuous wavelet transform (CWT), rough set theory based classifier, Park transform, cross wavelet transform (CWT), extended Park vector, Concordia pattern, empirical-mode

decomposition (EMD), short-time Fourier transform (STFT), multiple signal classification (MUSIC) as well as different AI techniques have been used for fault diagnosis and severity evaluation [7]. The appropriate monitoring method depends on the operating conditions of the motor. Otherwise, several techniques for the diagnosis of multiple faults have been proposed; Garcia-Perez et al. [4] proposed a methodology combining a filter bank of finite impulse response (FIR) filters along with high resolution spectral analysis based on MUSIC for detecting multiple combined faults, using current and vibration signals, the results show the analytical frequency location for single , two or three combined faults (broken rotor bars, unbalance mass and bearings damage). Soualhi et al. [8] carried out a fault detection methodology based on artificial ant clustering through multiple features extracted from motor current signature analysis (MCSA) and transformations made on current and voltage signals are used to obtain information for fault classification of broken rotor bars (BRB) and bearing damage (BD). Garcia-Ramirez et al. [9] performed an FPGA-based smart sensor in VSD-fed IM through current Park transform and an Artificial Neural Network (ANN) for automatic detection of faults such as BRB, unbalanced mass (UNB) and misalignment condition (MAL). Likewise, noninvasive analysis based on thermographic image segmentation for fault detection in IM have been carried out for BD, BRB, UNB and MAL conditions, through the analysis of the thermal steady-state of the kinematic chain, where criteria are proposed to evaluate a damage [10]. On the other hand, Romero-Troncoso et al. [11] presented a comparative study and evaluation of different condition monitoring methods accomplished for VSD-fed IM, with the aim of early BRB detection by steady-state current spectrum analysis, where MUSIC and the combination of EMD plus MUSIC methodologies are able to detect most faulty conditions, even in the early stage, when the motor is fed through VSD or the line supply. Delgado et al. [12] shows two methodologies for BD condition focused in non-invasive techniques Motor Current Signature Analysis (MCSA) based on temporal and frequency domain in which was verified that through frequency domain analysis is possible diagnose the bearings state by means of a fundamental frequency tracking. Regarding the unbalanced mass

condition (UNB), Kral et al. [13] implemented a technique to sense the specific modulation of the electric power of faults such as eccentricities as well as load torque perturbation without using frequency spectrum. Gritli et al.[14] Propose a vibration analysis for mechanical unbalance detection under time-varying conditions based on advanced DWT method. Moreover, MAL condition has been computed by FFT extracting vibration features exhibited in the full spectrum. Otherwise, methods based on impedance analysis have been proposed, zero and negative sequence impedance features have been used for detecting eccentricity, missing wedge, inter-turn faults [15]–[17]. Lee et al. [17] perform a sensorless technique for on-line stator winding turn fault detection based on monitoring off-diagonal term of sequence component impedance matrix. Most of the methodologies aforementioned for fault detection are based in the stator current signal which is recommended for monitoring the IM and VSD-fed IM conditions and some signal components are used for fault diagnosis. The combination of two voltages and current signals of the IM can be suggested as an appropriate procedure for fault diagnosis in the VSD-fed IM [18].

In this work a methodology based on the combination of voltage and current signals through the Park transform components is proposed for detecting faults in IM fed through VSD, covering operating frequencies from 3Hz up to 60Hz. The proposed methodology is based on the spectrum analysis of Park's impedance which relates Park's voltages and currents. The amplitude of the fundamental frequency and the spectrum energy are calculated to be the input parameters of a fuzzy classifier, which gives the identification of the fault. In this work three different faults in IM are investigated: broken rotor bar (BRB), unbalanced mass (UNB) and misalignment (MAL). Then, the effectiveness of the proposed method is presented.

This work is organized as follows: the section 2 present a briefly review of the mathematical algorithms used in this work (Park transform, spectral analysis through FFT) and the induction motor conditions studied. Section 3 suggest a methodology to obtain the Park impedance through voltage and current signals, spectral parameters are

obtained by mean to spectral analysis and a fuzzy logic system is proposed to identify the induction motor condition. Section 4 describes the components for the experimental setup and the fuzzy logic system for fault identification. Finally, section 5 and 6 present the obtained results of the proposed methodology, where the effectiveness of the classification system is showed for each operation condition.

2. Theoretical background

2.1. Park transform

The Park transform permits to express the three current or voltage phases of an IM through a two-axis system in quadrature. The components of this system: direct and quadrature (D and Q), are given by (1) and (2), respectively.

$$D = \sqrt{\frac{2}{3}}x_A - \sqrt{\frac{1}{6}}x_B - \sqrt{\frac{1}{6}}x_C \quad (1)$$

$$Q = \sqrt{\frac{1}{6}}x_B - \sqrt{\frac{1}{6}}x_C \quad (2)$$

Where x_A , x_B and x_C are the three phases stator currents (i_A , i_B and i_C) or voltages (v_A , v_B and v_C) [19].

2.2. Spectral analysis

The fast Fourier transform (FFT) is an efficient implementation of the discrete Fourier transform (DFT) given by (3), the most used technique for spectral analysis. Of all the discrete transforms, DFT is most widely used in digital signal processing. The DFT maps a sequence $x(n)$ into the frequency domain $X(k)$ [20].

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} \quad k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (3)$$

Where $x(k)$ is the discrete signal and N is the number of points of DTF. The FFT provides a frequency spectrum, from 0 Hz to the sampling frequency.

2.3. Fuzzy logic based diagnosis approach

Diagnosis systems are used to monitor the behavior of a process and to identify certain patterns associated with well-known problems. Most diagnosis systems are in the form of a rule-based expert system, where a set of rules is used to describe certain patterns. Observed data are collected and used to evaluate these rules. If the rules are logically satisfied, the pattern identified, and the problem associated with the pattern is suggested. In general, the diagnosis systems are used as a tool for avoiding human expert consulting. Fuzzy logic is a tool which permits the system diagnosis on an easy way due to its simplicity [21].

2.4. Induction motor faults

In this work, three fault condition are considered: misalignment (MAL), unbalance mass (UNB) and broken rotor bar (BRB). The MAL condition is presented when the motor and the load pulleys are not aligned, it is the second most commonly fault in rotating machines [22]. Concerning UNB condition, it is presented when the rotor weight is not uniformly distributed around its geometrical center [13]. The BRB condition consist of a total or partial breakage of bars inside the armor rotor, it appears because of welding defects, high strength joints expansion an mechanical stresses [23].

3. Methodology

The proposed methodology as shown in Fig. 1 is based on the estimation of the impedance through the magnitude of the Park components D-Q of the current and voltage signals. Park's impedance is calculated through Park's current and voltage

magnitude of the D-Q components for each k sample. These magnitudes of the Park current (i_{DQ-k}) and voltage (v_{DQ-k}) are calculated by (4) and (5) respectively.

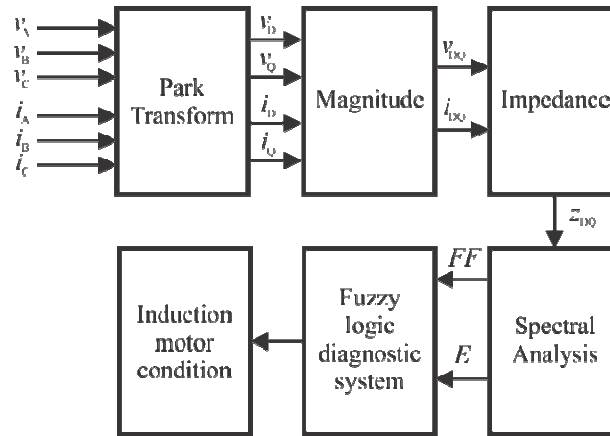


Fig. 1. Block diagram of the proposed methodology for induction motor fault detection.

$$i_{DQ-k} = \sqrt{i_{D-k}^2 + i_{Q-k}^2} \quad (4)$$

$$v_{DQ-k} = \sqrt{v_{D-k}^2 + v_{Q-k}^2} \quad (5)$$

Where i_{D-k} , i_{Q-k} , v_{D-k} and v_{Q-k} are the Park D-Q components of current and voltage respectively. Then the Park's impedance (z_{DQ-k}) is estimated from i_{DQ} and v_{DQ} obtained each sample k by (6).

$$z_{DQ-k} = \frac{v_{DQ-k}}{i_{DQ-k}} \quad (6)$$

A spectral analysis of the Park impedance is carried out through fast Fourier transform (FFT) to obtain fundamental frequency amplitude and the sum of energy in the

frequency domain as inputs for the proposed fuzzy logic diagnostic system. The amplitude of the fundamental frequency (FF) is obtained through Park's impedance spectrum as shows in Fig. 2, meanwhile the sum of the energy in frequency domain (E_X) is obtained by (7).

$$E_X = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |X(k)|^2 \quad (7)$$

Where N is the FFT number of points.

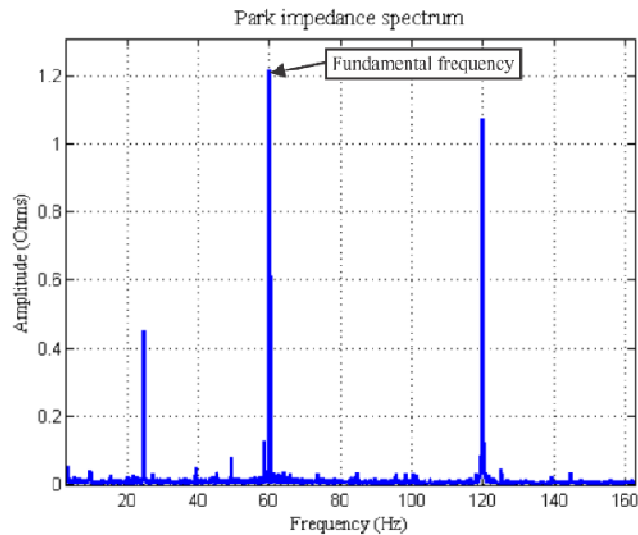


Fig. 2. Park impedance spectrum with a operation frequency of 60 Hz.

3.1. Proposed fuzzy logic diagnosis system

The proposed fuzzy logic diagnosis system has two inputs: the amplitude for the fundamental frequency and the spectral energy. Three fuzzy logic diagnosis systems are proposed for each operation frequency: 3Hz, 30Hz and 60Hz to obtain a wide-range of

operation frequency. The fuzzy logic diagnosis systems returns the operation condition: healthy condition (HLT), misalignment (MAL), unbalance (UNB) and broken rotor bars (BRB).

4. Experiment

4.1. Experimental setup

The current and voltage signals during the steady state are obtained and used for detecting classifying the faults; these signals are provided by a VSD (model WEG CFW08) connected to the induction motor. The VSD has an operating range from 0Hz to 100Hz using a frequency resolution of 0.01Hz. The experimental setup is shown in Fig. 3 where 1-hp (735.5 W), three-phase induction motor (model WEG 00136APE48T) is used to test the performance of the proposed methodology to identify the fault conditions considered in this work. The tested motor has two poles and twenty eight bars. The rotational speed of the motor is set by a VSD operating at 3Hz, 30Hz and 60Hz during the steady state. The applied mechanical load is from an ordinary alternator, which represents a quarter of the nominal load for the motor. The three-phase current signals are acquired using three hall-effect sensors model L08P050D15, from Tamura Corporation with an accuracy of $\pm 1\%$ and an output linearity of $\pm 1\%$. On the other hand, voltage signals are acquired on each phase by a voltage divider and a precision isolation amplifier model ISO124PND from Texas Instruments Inc., in order to get a galvanic isolation between the power systems as the proposed monitoring system. A 16-bit 4-channel serial-output sampling analog-to-digital converter ADS8341 from Texas Instruments Inc., is used in the data acquisition system (DAS). The instrumentation system is calibrated through a Fluke 435. The DAS has a sampling frequency $f_s = 4$ kHz to obtain 120,000 samples of each phase of current and voltage during 30 seconds of the induction motor at the steady-state regime. The motor start-up is controlled by a relay to automate the test run. An FPGA-based board is used for controlling the data

acquisition process. The acquired data are sent to personal computer (PC) to be processed afterwards.

4.2. Investigated faults

In this work three fault conditions are considered: MAL, UNB mass and BRB under three different frequency operation 3 Hz, 30 Hz and 60 Hz. The MAL condition was carried out by shifting forward the band in the alternator pulley, so that the transverse axes of rotation for the motor and its load were not aligned as show in Fig 4(a). The UNB mass was produced by attaching a bolt in an arm of the rotor pulley as show in Fig. 4(b). The BRB condition was artificially produced by drilling a 7.938mm diameter hole in a rotor bar without harming the shaft rotor. Fig. 4(c) shows the BRB condition.

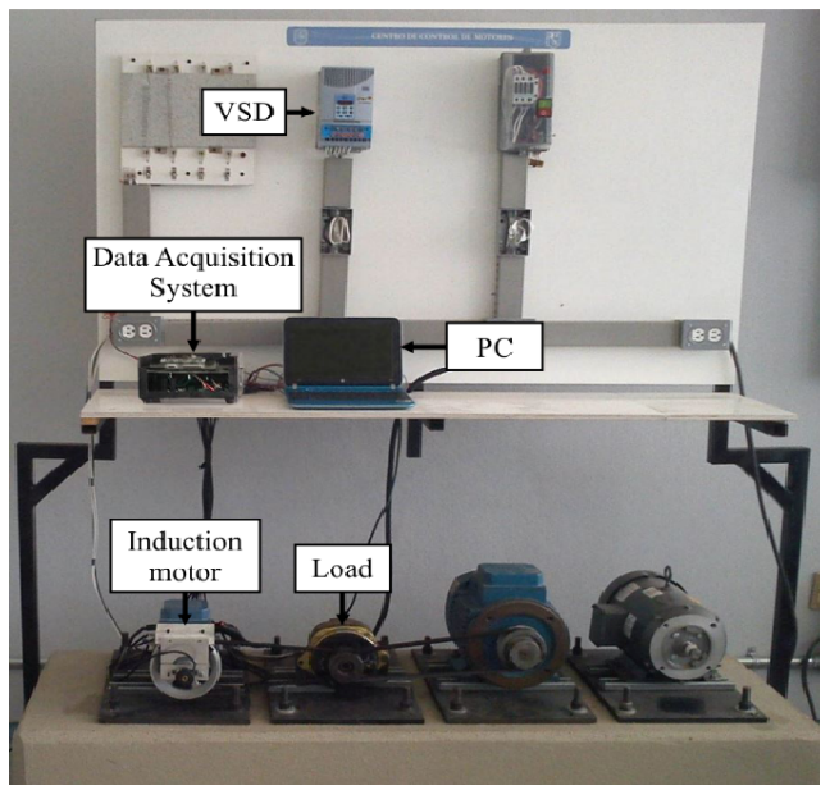


Fig. 3. Experimental Setup.

4.3. Fuzzy logic diagnostic system

The fuzzy logic diagnostic system is carried out through MATLAB for each frequency operation of the VSD. Four membership functions are proposed for the fundamental frequency amplitude and the spectral energy inputs as shown in Fig. 5, where the ranges of each function are estimated through the observed patterns in each frequency operation. A rule-base was developed to estimate the condition of the induction motor and five trials are acquired of each condition to validate the diagnostic.

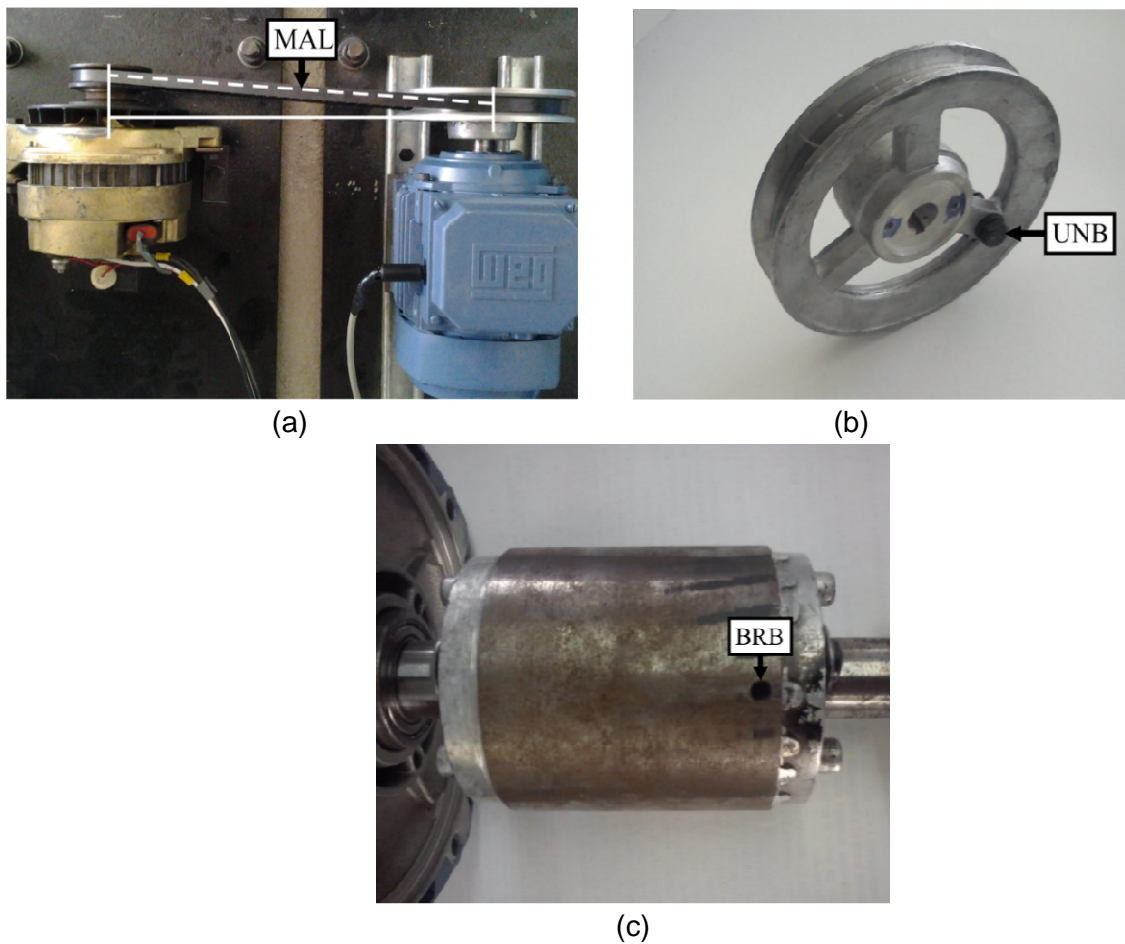


Fig. 4. (a) Misalignment. (b) Unbalance. (c) Broken rotor bar.

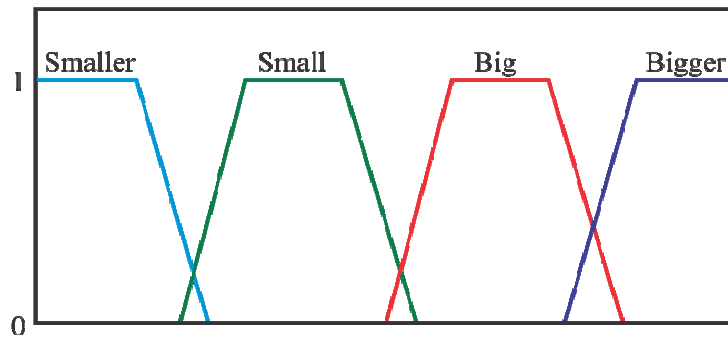


Fig. 5. Membership function proposed for the fundamental frequency amplitude and the spectral energy.

5. Results

5.1. Fault identification results

In Fig. 6 the obtained pattern for each operation frequency proposed (3 Hz, 30 Hz and 60 Hz) are presented, for this investigation the patterns are: the fundamental frequency (FF) amplitude and the spectral energy. Then, the effectiveness of the fuzzy logic diagnostic systems for each selected frequency is shown in Table 1, which includes the identification of the HLT, MAL, UNB and BRB.

Induction motor condition	3Hz Effectiveness	30Hz Effectiveness	60Hz Effectiveness
HLT	100%	100%	100%
MAL	100%	100%	100%
UNB	100%	100%	100%
BRB	100%	100%	80%

Table 1. Effectiveness of the methodology for fault detection in induction motor.

6. Discussion

Three fault conditions are considered for this work (MAL, UNB and BRB) under three different frequency cases of the VSD. The operating frequencies are 3 Hz, 30 Hz and 60 Hz, the results of the methodology for each case are described below. The detection for healthy conditions have a 100% of effectiveness in all the operation frequencies proposed. Misalignment condition present an effectiveness of 100% in 3 Hz, 30 Hz and 60Hz. In the same way, in unbalanced condition a 100% of effectiveness was obtained in 3 Hz, 30 Hz and 60 Hz. Finally in broken rotor bar condition delivers an effectiveness of 100% for 3 Hz and 30Hz and 80% at 30Hz. The proposed methodology is a spectral analysis based in Park impedance, which is used for detection of faults in VSD-fed IM. This methodology is different from other works because it proposes to study the relationship of the Park's Impedance under fault conditions.

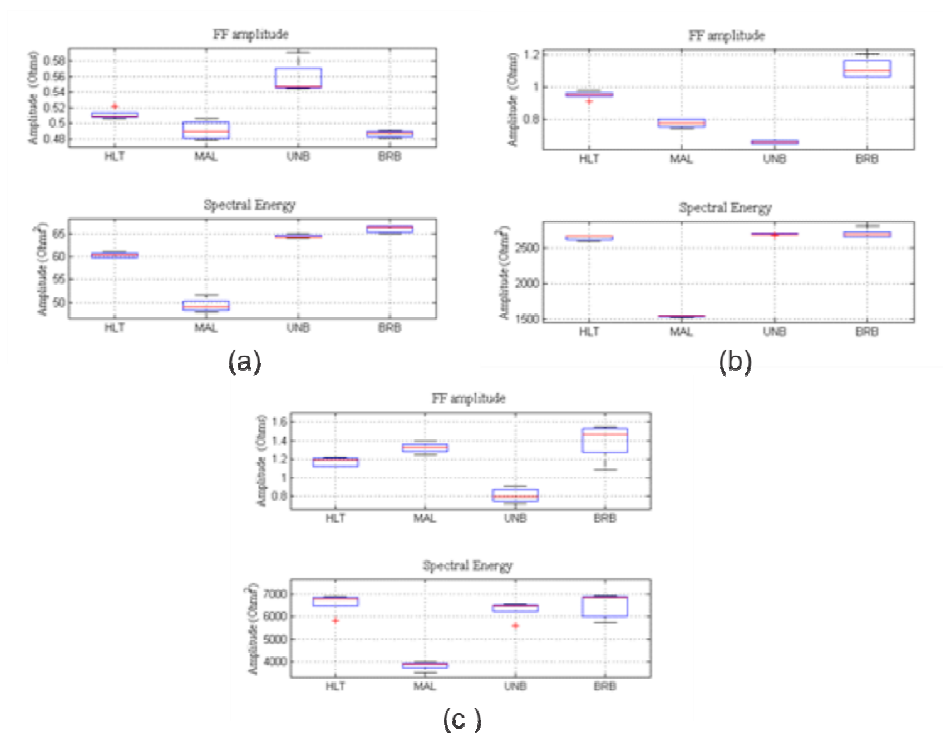


Fig. 6. Fundamental frequency amplitude and spectral energy in: (a) 3Hz, (b) 30Hz and (c) 60Hz.

7. Conclusions

In this work a methodology based on Park's impedance calculated by Park's current and voltage amplitude is performed. A spectral analysis is proposed to obtain the patterns used for diagnosis of faults in VSD-fed induction motors. Then, a fuzzy logic diagnostic system is used to classify the patterns and give a diagnosis about the condition of the induction in which excellent results are obtained in the proposed study cases. This methodology could be used with other techniques of signal processing to improve the patterns for fault classification or expand the analysis for other fault conditions.

8. References

- [1] R. J. Romero-Troncoso, D. Morinigo-Sotelo, O. Duque-Perez, R. A. Osornio-Rios, M. A. Ibarra-Manzano, A. Garcia-Perez, "Broken rotor bar detection in VSD-fed induction motors at startup by high-resolution spectral analysis". *Electrical Machines (ICEM). International Conference*. 2014. 1848–1854 pp.
- [2] A. Pilloni, A. Pisano, M. Riera-Guasp, R. Puche-Panadero, M. Pineda-Sanchez, "Fault Detection in Induction Motors". *AC Electric Motors Control: Advanced Design Techniques and Applications*. 2013. 275–309 pp.
- [3] S. Zhong, F. Wang, *Electrical, Information Engineering and Mechatronics 2011. Proceedings of the International Conference on Electrical, Information Engineering and Mechatronics*. 2012. Springer.
- [4] A. Garcia-Perez, R. de Jesus Romero-Troncoso, E. Cabal-Yepez, and R. A. Osornio-Rios, "The Application of High-Resolution Spectral Analysis for Identifying Multiple Combined Faults in Induction Motors". *Industrial Electronics, IEEE*. Vol. 58. No. 5. 2011. 2002–2010 pp.

- [5] O. Duque-Perez, L. A. Garcia-Escudero, D. Morinigo-Sotelo, P. E. Gardel, M. Perez-Alonso, "Condition monitoring of induction motors fed by Voltage Source Inverters. Statistical analysis of spectral data". *Electrical Machines (ICEM), XXth International Conference*. 2012. 2479–2484 pp.
- [6] S. H. Kia, H. Henao, G.-A. Capolino, "Some digital signal processing techniques for induction machines diagnosis". *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics Drives, IEEE International Symposium*. 2011. 322–329 pp.
- [7] S. Bindu, V. V Thomas, "Diagnoses of internal faults of three phase squirrel cage induction motor #x2014; A review". *Advances in Energy Conversion Technologies (ICAECT), International Conference*. 2014. 48–54 pp.
- [8] A. Soualhi, G. Clerc, and H. Razik, "Detection and Diagnosis of Faults in Induction Motor Using an Improved Artificial Ant Clustering Technique". *Ind. Electron. IEEE*. Vol. 60. No. 9. Sep. 2013. 4053–4062 pp.
- [9] A. G. Garcia-Ramirez, R. A. Osornio-Rios, A. Garcia-Perez, R. D. J. Romero-Troncoso, "FPGA-based smart-sensor for fault detection in VSD-fed induction motors". *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives. 9th IEEE International Symposium*. 2013. 233–240 pp.
- [10] A. G. Garcia-Ramirez, L. A. Morales-Hernandez, R. A. Osornio-Rios, J. P. Benitez-Rangel, A. Garcia-Perez, R. de J. Romero-Troncoso, "Fault detection in induction motors and the impact on the kinematic chain through thermographic analysis". *Electr. Power Syst. Res.* Vol. 114. Sep. 2014. 1–9 pp.
- [11] R. J. Romero-Troncoso, D. Morinigo-Sotelo, O. Duque-Perez, P. E. Gardel-Sotomayor, R. A. Osornio-Rios, A. Garcia-Perez, "Early broken rotor bar detection techniques in VSD-fed induction motors at steady-state". *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 9th IEEE International Symposium*. 2013. 105–113 pp.

- [12] M. Delgado, A. Garcia, J. A. Ortega, J. Urresty, J. R. Riba, "Bearing diagnosis methodologies by means of Common Mode Current". *Power Electronics and Applications. EPE '09. 13th European Conferenc. 2009.* 1–10 pp.
- [13] C. Kral, T. G. Habetler, R. G. Harley, "Detection of mechanical imbalances of induction machines without spectral analysis of time-domain signals". *Ind. Appl. IEEE. Vol. 40. No. 4. 2004.* 1101–1106 pp.
- [14] Y. Gritli, A. O. Di Tommaso, R. Miceli, C. Rossi, F. Filippetti, "Diagnosis of mechanical unbalance for double cage induction motor load in time-varying conditions based on motor vibration signature analysis". *Renewable Energy Research and Applications, International Conference. 2013.* 1157–1162 pp.
- [15] G. G. Rogozin, D. Y. Osipov, "Induction motor eccentricity diagnosis using impedance spectrum and shaft voltage". *Electrical Machines (ICEM), XIX International Conference. 2010.* 1–3 pp.
- [16] M. Orman, A. Nowak, J. R. Ottewill, C. T. Pinto, "A novel non-invasive method for detecting missing wedges in an induction machine". *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 9th IEEE International Symposium on, 2013.* 2–206 pp.
- [17] S.-B. Lee, R. M. Tallam, T. G. Habetler, "A robust, on-line turn-fault detection technique for induction machines based on monitoring the sequence component impedance matrix". *Power Electronics Specialists Conference. IEEE 32nd Annual. Vol. 4. 2001.* 2217–2223 pp.
- [18] J. Faiz, V. Ghorbanian, B. M. Ebrahimi, "A survey on condition monitoring and fault diagnosis in line-start and inverter-fed broken bar induction motors". *Power Electronics, Drives and Energy Systems, IEEE International Conference. 2012.* 1–5 pp.

- [19] H. Nejjari, M. E. H. Benbouzid, "Monitoring and diagnosis of induction motors electrical faults using a current Park's vector pattern learning approach". *Electric Machines and Drives, International Conference IEMD*. 1999. 275–277 pp.
- [20] K. R. Rao, D. N. Kim, J. J. Hwang, *Fast Fourier Transform - Algorithms and Applications: Algorithms and Applications*. 2011. Springer.
- [21] G. Chen and T. T. Pham, *Introduction to Fuzzy Sets, Fuzzy Logic, and Fuzzy Control Systems*. 2000. CRC Press.
- [22] T. H. Patel, A. K. Darpe, "Experimental investigations on vibration response of misaligned rotors". *Mech. Syst. Signal Process.* Vol. 23. No. 7. Oct. 2009. 2236–2252 pp.
- [23] M. J. Picazo-Ródenas, R. Royo, J. Antonino-Daviu, J. Roger-Folch, "Use of the infrared data for heating curve computation in induction motors: Application to fault diagnosis". *Eng. Fail. Anal.* Vol. 35. Dec. 2013. 178–192 pp.

8. Biographies

Arturo Mejia-Barron received the M.S. degree in mechatronics from Autonomous University of Queretaro, Queretaro Mexico in 2015. Currently, he is a PhD. student of the Autonomous of Queretaro, Mexico. His interest fields includes mechatronics and hardware signal processing.

Armando G. Garcia-Ramirez received the B.E. degree from Mazatlan Institute of Technology, Mazatlan, Mexico, the M.E. degree (Hons.) from the University of Guanajuato, Salamanca, Mexico in 2011, and the PhD. degree (Hons.) from the Autonomous University of Queretaro, Queretaro, Mexico, in 2014 where did research work at the HSPdigital group. His interest fields includes embedded systems, signal processing and smart sensors for applications on mechatronics.

Roque A. Osornio-Rios (M'10) received the B.E. degree from the Instituto Tecnológico de Queretaro, Queretaro, Mexico, and the M.E. and the PhD degrees from the University of Queretaro, Queretaro, Mexico, in 2007. He is a National Researcher with CONACYT. He is currently Professor with the University of Queretaro. He was an Advisor of over 40 theses, and a coauthor of over 60 technical paper in international journals and conferences. His fields of interest include hardware signal processing and

mechatronics. Dr. Osornio-Rios received the “2004 ADIAT National Award on Innovation” for his work in applied mechatronics.

Rene de J. Romero-Troncoso (M’07-SM’12) received the PhD. Degree in mechatronics from the Autonomous University of Queretaro, Queretaro, Mexico in 2004. He is a National Researcher level 2 with the Mexican Council of Science and Technology, CONACYT. He is currently a Head Professor with the University of Guanajuato and an Invited Researcher with the Autonomous University of Queretaro, Mexico. He has been and advisor for more than 200 theses, an author of two books on digital systems (in Spanish), and a coauthor of more than 100 technical papers published in international journals and conferences. His fields of interest include hardware signal processing and mechatronics. Dr. Romero-Troncoso was a recipient of the 2004 Asociacion Mexicana de Directivos de la Investigacion Aplicada y el Desarrollo Tecnologico Nacional Award on Innovation for his work in applied mechatronics, and the 2005. IEEE ReConFig Award for his work in digital systems.

Diseño e implementación de tele operación de un robot móvil diferencial programado con Python desde un dispositivo Android

Josué Cirilo Cruz

Universidad Autónoma Metropolitana- Azcapotzalco, Av. San Pablo, Colonia Reynosa, Delegación Azcapotzalco, México D.F., Teléfono: 5518064864
al210300218@alumnos.azc.uam.mx

Arturo Zuñiga López

Universidad Autónoma Metropolitana- Azcapotzalco, Av. San Pablo, Colonia Reynosa, Delegación Azcapotzalco, México D.F., Teléfono: 5518064864
azi@correo.azc.uam.mx

Juan Villegas Cortez

Universidad Autónoma Metropolitana- Azcapotzalco, Av. San Pablo, Colonia Reynosa, Delegación Azcapotzalco, México D.F., Teléfono: 5518064864
juanvc@correo.azc.uam.mx

Carlos Avilés Cruz

Universidad Autónoma Metropolitana- Azcapotzalco, Av. San Pablo, Colonia Reynosa, Delegación Azcapotzalco, México D.F., Teléfono: 5518064864
caviles@correo.azc.uam.mx

Resumen

En el presente artículo se lleva a cabo el análisis, diseño y la tele operación de un dispositivo, en este caso un robot móvil diferencial (RMD), la programación del control de este se realizó desde un dispositivo móvil con sistema operativo Android, usando lenguaje Python, y de manera inalámbrica se envían ordenes al RMD para realizar

tareas dependiendo del comando (dato) que se le envía. La programación se realiza desde el dispositivo Android y no es necesaria una computadora de escritorio para compilar el código generado, sino un intérprete llamado Scripting Layer for Android (SL4A) en el dispositivo móvil. El RMD es tele operado, logrando un conjunto de 6 instrucciones realizadas sin problema y en tiempo real.

Palabra(s) Clave(s): Python, robot móvil diferencial, SL4A, tele operación.

1. Introducción

La robótica móvil se considera actualmente un área de la tecnología avanzada que estudia problemas de alta complejidad, sus productos se constituyen en aplicaciones de las áreas de control, programación, inteligencia artificial, percepción e instrumentación y sirven de base para el avance en diversos campos de la industria, aportando soluciones tecnológicas innovadoras, orientadas al desarrollo de mejores robots y a la ampliación del abanico de aplicaciones disponibles. Así, este campo de la investigación está desarrollándose en todo momento, quedando aún mucho por hacer [1].

En los últimos años, los robots móviles en comparación con los robots fijos, abren un gran abanico de posibilidades en la realización de tareas, sea de modo automático o siendo manipulados por medio de tele operación [2]. Desde tareas no tan complejas como las de seguridad [3], en el que se realiza la tele operación de un robot móvil para inspeccionar lugares de difícil acceso, robots móviles que realizan la exploración de terrenos como [4], con el objetivo de localizar alarmas de minas y simultáneamente determinar características de la superficie del terreno y el perfil de mismo, robot móviles utilizados en fábricas de armas y en plantas nucleares para el trabajo directo con material radiactivo en movimiento [5]. Robots usados para sistemas de sensado [6], hasta robots móviles tele operados para la exploración espacial, utilizados por la NASA [7,8,9].

Para hacer exitosa la navegación de un robot, se requiere de una selección adecuada en su arquitectura [10], es así que un robot móvil diferencial (ver figura 1) tiene una

configuración de las más sencillas. Consiste de dos ruedas con un eje en común, en donde cada rueda se controla independientemente y sus movimientos pueden ser: línea recta, en arco hacia la izquierda o la derecha y vuelta sobre su propio eje [11].

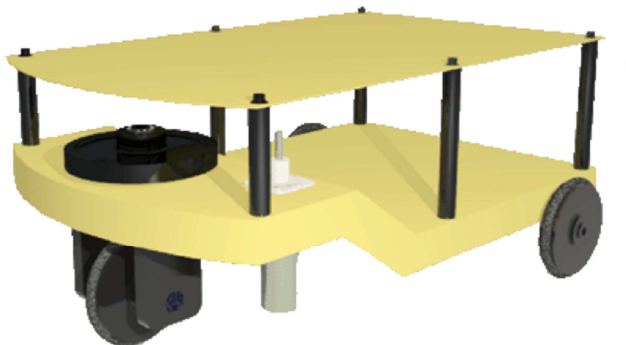


Fig. 1. Robot móvil diferencial.

La tele operación es el conjunto de tecnologías que comprenden la operación o gobierno a distancia de un dispositivo por un ser humano [12]. Por tanto, tele operar es la acción que realiza un sujeto de operar o gobernar a distancia un dispositivo; mientras que un sistema de tele-operación será aquel que permita tele operar un dispositivo, que se denominará dispositivo tele operado, mediante un enlace inalámbrico como en [13], donde se usa un medio inalámbrico para realizar la tele operación de un robot móvil, en nuestro caso utilizaremos el enlace Bluetooth.

Es necesario un lenguaje de programación apropiado según el tipo de aplicación, por lo que en este proyecto se eligió Python [14], que es un lenguaje de programación de alto nivel multiplataforma, debido a que soporta distintos tipos de programación, el más común es el orientado a objetos. Python nos provee de reglas de estilos, a fin de poder escribir código más legible y de manera estandarizado [14].

2. Desarrollo

El sistema en general consta de dos partes: hardware (HW) y software (SW). En el HW se consideran dos bloques, en el primero el RMD, y el segundo el dispositivo móvil con

el que se realizará la tele operación. En el SW se consideran: los módulos programados para el funcionamiento del robot móvil, y la aplicación desarrollada sobre Android en el dispositivo móvil.

La interfaz de comunicación entre ambos dispositivos vía Bluetooth, ver Figura 3, ahí se muestra el diagrama general del sistema propuesto. En el dispositivo Android, el módulo del "Algoritmo de procesamiento y sistema de transmisión" y en el robot móvil diferencial, el "Sistema de procesamiento de recepción y control", la "Interfaz visual", el "Sistema de control de motores" y "Motores", que en conjunto se usan para realizar la tele operación de un robot móvil diferencial.

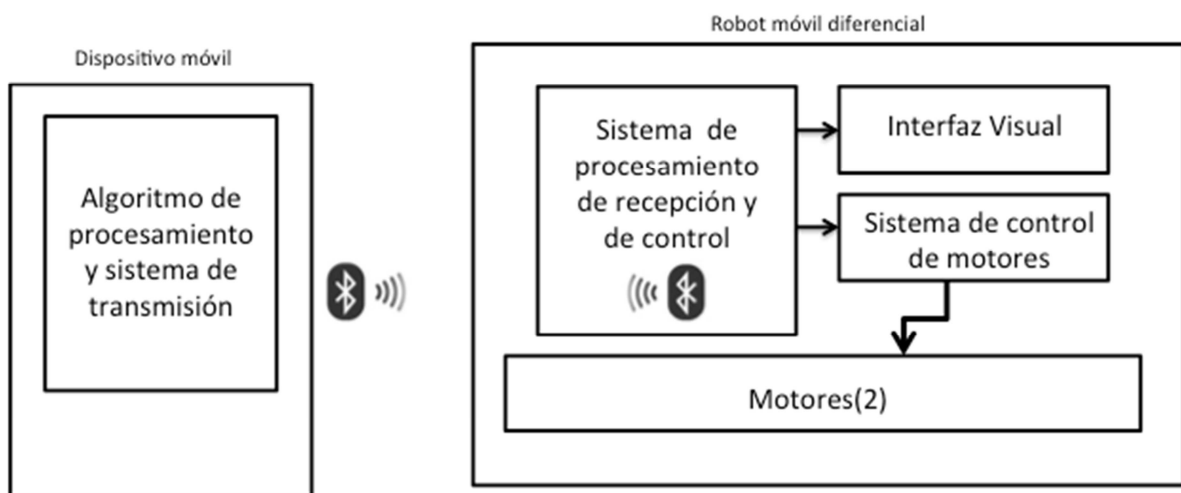


Fig. 2. Diagrama general del sistema propuesto.

Se describe a continuación cada una de las etapas propuestas en la metodología. En la figura 2, se muestra a detalle el sistema propuesto para el robot móvil diferencial, que consta de 2 sistemas y una interfaz visual.

a) Construcción del robot móvil diferencial

En este apartado se describe la construcción del sistema del robot móvil diferencial. Se divide en 3 partes (ver figura 2).

- i. **Sistema de recepción y control:** Constituido por un sistema embebido, y un módulo de Bluetooth, encargados de recibir el dato enviado desde el dispositivo Android y de traducirlo a una instrucción que es enviada al sistema de control de motores.
- ii. **Sistema de control de motores:** Conformado por un puente H. Este sistema es el encargado de habilitar los motores por medio de las decisiones tomadas por el sistema de procesamiento de recepción y control.
- iii. **Interfaz visual:** Constituido por una pantalla LCD en la que se observara el comando que el robot móvil diferencial recibe y ejecuta.

El diseño de este proyecto dispositivo Android-robot móvil solo está considerado para unir adecuadamente cada uno de los módulos propuestos. Los componentes que se utilizaron en el robot móvil diferencial se muestran en la figura 3.

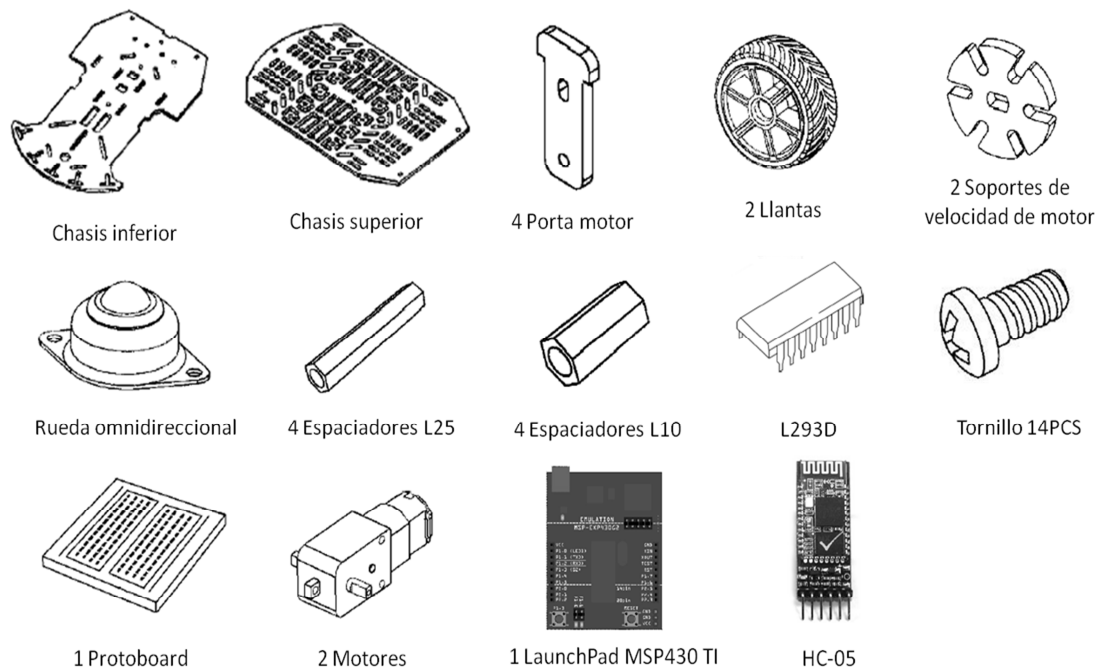


Fig. 3. Componentes del robot móvil diferencial.

Sistema de recepción y control-sistema de control de motores

Se realiza el montaje de los componentes mencionados anteriormente, y se arma el robot móvil diferencial y quedando como se muestra en la figura 4.

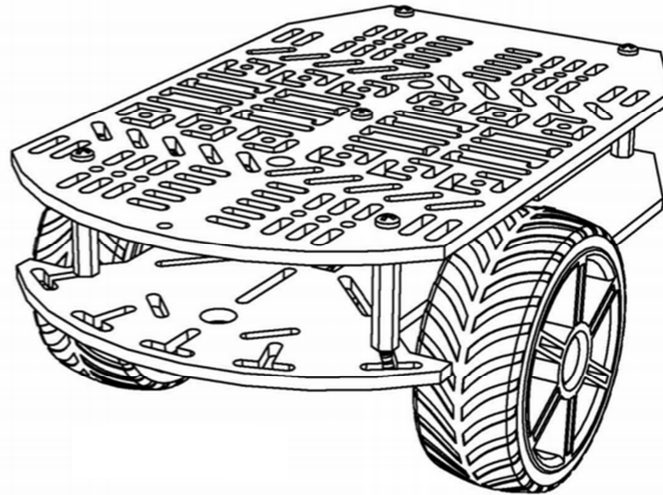


Fig. 4. Robot móvil diferencial.

Se programa la tarjeta “Launchpad MSP 430” de Texas Instruments, en la que se pueden programar microcontroladores en lenguaje Wiring [15], consta de una IDE e instrucciones sencillas, sin necesidad de herramientas adicionales como programadores o modulo externos [16], basta con solo configurar la IDE para comenzar a escribir el código que regirá al programa de control y la descarga del código a la tarjeta.

b) Control manual del sistema de control de motores y la interfaz visual.

En esta etapa se realizan las conexiones físicas entre estos los bloques mencionados anteriormente, con el fin de establecer la comunicación entre el sistema de control de motores y el sistema “Sistema de recepción y control”. De manera alámbrica, mediante la computadora conectada a la tarjeta Launchpad MSP430 por puerto serial se envían señales digitales al “Sistema de control de motores”, que consta de un puente H-L293D

[17] con el que se activan o desactivan los motores, según sea el caso del dato enviado, con el fin de garantizar su correcta comunicación y conexión.

nterfaz Visual

Consta de Display LCD de 16 columnas por 2 filas (16x2), sobre la que se pueden mostrar mensajes formados por caracteres: letras, símbolos, números, etc. (ver figura 5) [18]. En esta se visualizarán los datos que la tarjeta Launchpad MSP 430 recibe, cuando el dispositivo Android envíe datos.

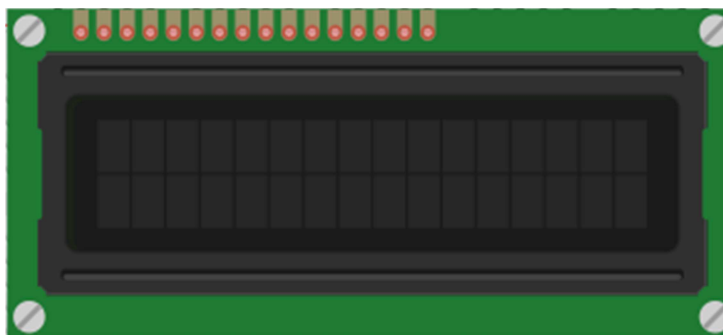


Fig. 5. Robot móvil diferencial.

c) Programa para realizar la tele operación del robot móvil diferencial

El código del programa para traducir las ordenes y tele operar el robot móvil diferencial, se realiza con el objetivo de traducir las ordenes que reciba del dispositivo Android (Algoritmo de procesamiento y sistema de transmisión), al robot móvil diferencial (Sistema de recepción y control de motores). Este programa contiene las diferentes órdenes que traducirá, específicamente qué hacer cuando reciba el dato recibido y qué hacer cuando no lo reciba el dato correctamente.

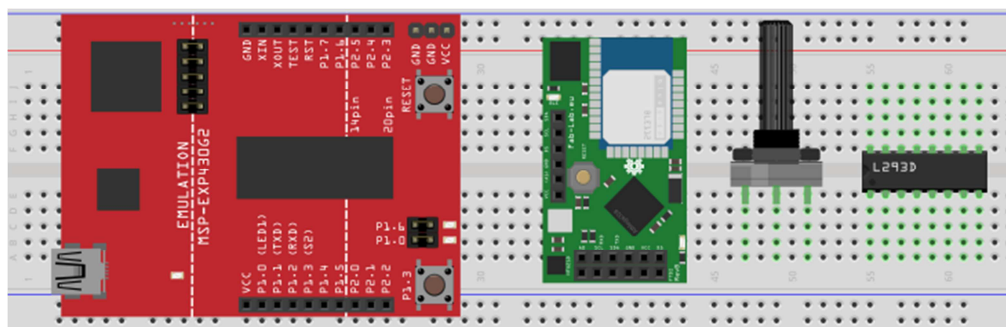


Fig. 6. Disposición y montaje de los componentes el sistema de recepción y el control de motores de nuestro robot móvil diferencial.

En la figura 6 se muestra una placa protoboard que es una placa de circuito perforada, conectada eléctricamente y la disposición de los componentes que forman el sistema de recepción y el control de motores, de nuestra propuesta de construcción del RMD, ésta placa se fija sobre el robot ya armado.

Programa de control y sistema de transmisión

El programa de control, que se desarrolla desde SL4A (Scripting Layer for Android), permite editar y ejecutar scripts e intérpretes interactivos para un dispositivo con sistema operativo Android y utiliza el lenguaje de programación Python [14,19], el cual por medio de intérpretes, es escrito y ejecutado desde el dispositivo sin la necesidad de haber una computadora de escritorio presente para compilar y ejecutar el código del programa. Este programa tiene como objetivo leer las ordenes escritas por el usuario y enviarlas al “Sistema de recepción y control”. Se utilizó un dispositivo LG L80 + Bello - D331, con sistema operativo Kit Kat 4.4.2, para realizar el programa de control y se utiliza como sistema de transmisión.

d) Sincronización del Bluetooth del dispositivo Android con el módulo Bluetooth

Se procede a verificar su funcionamiento, cuando se ejecuta el programa en SL4A, se realiza la sincronización entre el Bluetooth del dispositivo Android con el módulo Bluetooth HC-05 [20], el cual es un receptor de Bluetooth que recibirá los datos enviados desde el dispositivo móvil, así la sincronización se hace de manera

inalámbrica. Este módulo pertenece al sistema de recepción y control de motores. Una vez sincronizados el sistema está listo para realizar el envío y la recepción de datos.

d) Tele operación del robot móvil diferencial

Una vez realizada la sincronización del Bluetooth, el robot móvil diferencial se encuentra listo para recibir datos. La Tabla 1 contiene los diferentes comandos o instrucciones (datos) que se le pueden enviar al RMD.

f) Generar resultados y conclusiones

Se prueba el funcionamiento del robot móvil diferencial, enviando todos los comandos posibles y se generan conclusiones para su posible aplicación en los diferentes campos de la ingeniería.

g) Realizar mejoras al código del programa de tele operación y control

Si el robot móvil diferencial presenta fallas o respuestas muy lentas referentes a la recepción o ejecución de los comandos recibidos, se realiza un mejoramiento u optimización en el código del programa de control.

3. Resultados

A continuación se muestra el funcionamiento del sistema completo. Se enciende el robot móvil diferencial, pasados 5 segundos en la pantalla LCD, nos indica que se encuentra listo para recibir el dato con un “Esperando dato”. Ver Figura 8.



Fig. 7. Esperando dato.

Después encender el robot móvil diferencial, se ejecuta el programa en Python desde el dispositivo Android. Para ello se selecciona el archivo de interés, en este caso se ejecuta el archivo llamado “Robot_móvil.py” como puede verse en la siguiente figura 8.

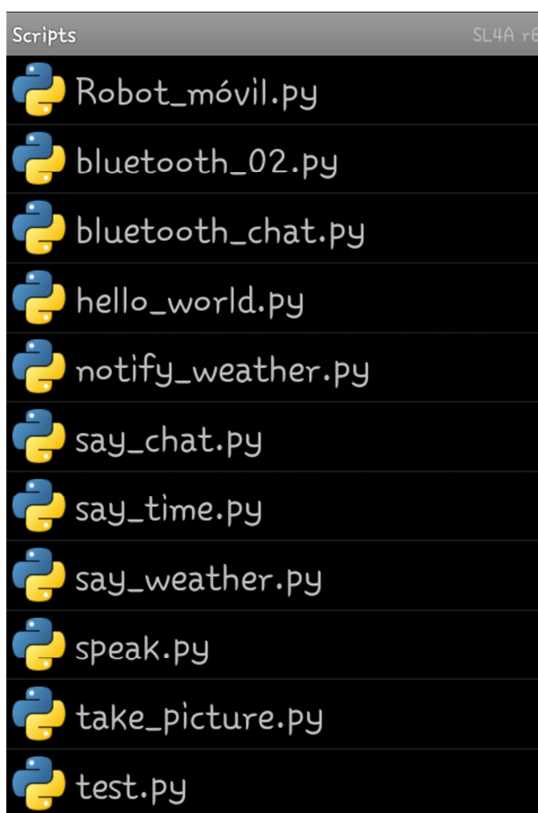


Fig. 8. Lista de programas en Python mostrados en la pantalla del dispositivo móvil, para ser seleccionados por el usuario.

Después de ejecutar el programa, nos preguntará si desea habilitar el Bluetooth del dispositivo. Nos da dos opciones; “Si” y “No”, ver figura 9(a), en el caso de seleccionar “Si”, habilitara el Bluetooth de nuestro dispositivo Android y en el caso que se seleccione “No”, no lo habilitará y terminará el programa.



Fig. 9. a) Habilitación de Bluetooth, b) Confirmación de uso de Bluetooth.

Después de habilitar el Bluetooth del dispositivo Android, el programa preguntará si se desea enviar un comando (dato) con la pregunta: “Bluetooth?”, ver figura 9(b) y nos pedirá seleccionar alguna opción y después pedirá que se ingrese un comando para enviarlo al Robot móvil diferencial (Sistema de control y recepción, ver figura 10 y 11), por ejemplo, si enviamos un “4”, de acuerdo con el comando de la tabla 1 (Vista más adelante), el RMD encenderá el motor izquierdo. Y así para cada comando y su orden respectivamente.

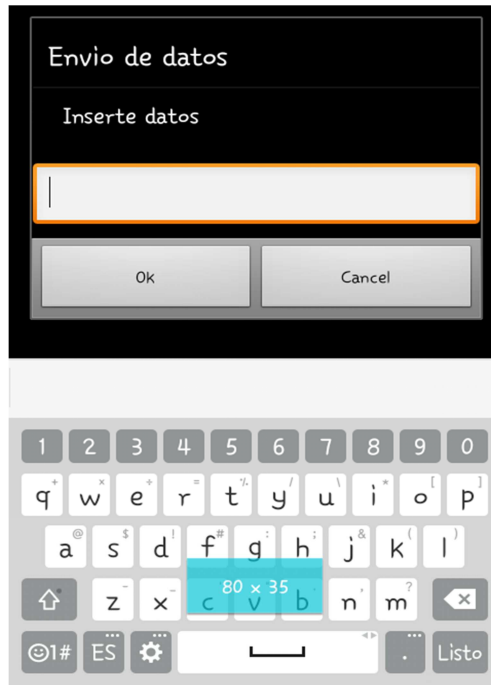


Fig. 10. Envío de datos.



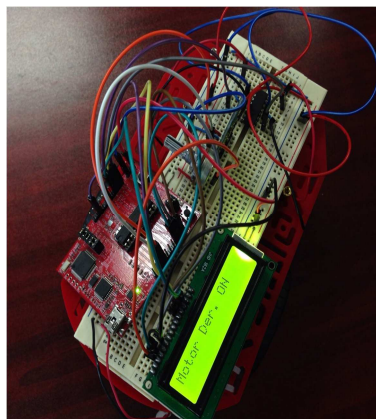
Fig. 11. Dato recibido

Cuando se envía el dato, el programa nos despliega un mensaje con la leyenda: “Se envió el número ingresado: 4”y en el modulo de la interfaz del robot móvil diferencial se muestra el dato recibido (ver figura 11) y pasado 1 segundo se muestra la descripción de la acción (ver figura 12a y 12b). A continuación en la tabla 1 se muestran los comandos posibles que se pueden enviar al RMD, así como una breve descripción de cada uno de ellos.

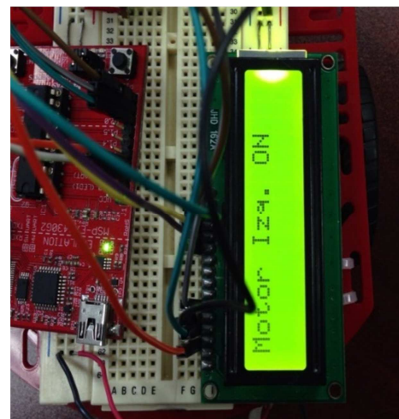
Dato	Comando	Descripción
1	Motor Izquierdo ON	Se enciende el motor izquierdo del robot
2	Motor Izquierdo OFF	Se apaga el motor izquierdo del robot
3	Motor derecho ON	Se enciende el motor derecho del robot
4	Motor derecho OFF	Se apaga el motor derecho del robot
5	Ambos motores encendidos	Se encienden ambos motores del robot
6	Ambos motores apagados	Se apagan ambos motores del robot

Tabla 1. Instrucciones del robot móvil diferencial.

En la Figura 12(a) y 12(b) se muestra el funcionamiento del robot móvil diferencial. Como se puede ver, se envían los comandos de encendido del motor izquierdo y el motor derecho y estos se ven reflejados en el display LCD.



a)



b)

Fig. 12. a) Motor derecho encendido, b) Motor izquierdo encendido.

4. Discusión

El presente trabajo se desarrolló bajo las siguientes condiciones:

1. La superficie en donde se probó el funcionamiento del RMD está libre de obstáculos.
2. Hay pocos obstáculos cuando se está tele operando, con el fin de evitar choques.
3. La distancia máxima de tele operación es la máxima del radio del alcance de la señal del Bluetooth con vista libre (aproximadamente 10m).
4. El programa se ejecuto en SL4A, probando su funcionamiento con diferentes versiones de sistema operativo Android (2.3, 4.3, 4.4.2) y se comprobó su operación correcta.

5. Si el modulo Bluetooth es apagado accidentalmente o por falta de batería, al encenderse nuevamente se debe de esperar un tiempo de recuperación aproximado de 10segundos para garantizar la sincronización correcta.
6. Si la tarjeta MSP 430 es apagada, al encenderse nuevamente debe presionarse el botón de reset de la misma, aproximadamente 4 segundos para garantizar su óptimo funcionamiento.
7. Al mandar un nuevo dato, el programa tarda dependiendo las características del dispositivo.

El sistema desarrollado presentó un funcionamiento estable bajo estas condiciones y se hicieron pruebas de laboratorio que mostraron su rapidez de respuesta, además de que la reconstrucción del sistema total es muy sencilla y rápida para estudiantes de ingeniería en nuestra universidad. Con todo esto se valida que el conjunto de instrucciones puede ser acoplado o traducido para otros propósitos acorde a una interfaz de entrada.

5. Conclusiones

Con el presente artículo se presentó un sistema de un robot móvil diferencial tele operado, siguiendo un diseño apropiado en sencillez para su ensamblado, y además de bajo costo ya que permite el uso de componentes electrónicos que están a la mano. El sistema propuesto muestra que podría ser llevado hacia la tele operación de dispositivos más complejos, o de tareas más complicadas, es decir, no sólo el encendido y apagado de los motores, sino el control de movimientos de brazos mecánicos, sensores, actuadores, etc.

Con el trabajo aquí presentado mostramos que es posible realizar la construcción de robots móviles que nos permiten desarrollar la implementación de algoritmos de navegación, y proporcionar soluciones a bajo costo con software de licenciamiento libre, con una operación suficiente y robusta.

Los trabajos a futuro que pueden realizarse serían: la tele operación de robots más complejos; programas que realicen el procesamiento de tareas complicadas a bajo costo y rápidas; desarrollo de programas que tengan diferentes aplicaciones, por ejemplo el graficado de señales, calculadoras complejas, programas de control de dispositivos industriales, etc., todo desde un dispositivo móvil, así también como poder

realizar interfaces con un conjunto de instrucciones con otro propósito, por ejemplo señales traducidas de movimiento en electro oculogramas.

6. Referencias

- [1] G. Bermúdez. Robots Móviles. "Teoría, Aplicaciones y experiencias". Revista Tecnura. Vol. 5. No. 10. Enero-Junio 2002. 101 pp.
- [2] J. I. Pérez Arreguín, S. Tovar Arriaga, U. G. Villaseñor Carrillo, E. Gorrostieta Hurtado, J. C. Pedraza Ortega, J. E. Vargas Soto, J. M. Ramos Arreguín, A. Sotomayor Olmedo, "Robot Móvil de Tracción Diferencial con plataforma de Control Modular para Investigación y Desarrollo Ágil de Proyectos". 10º Congreso Nacional de Mecatrónica, Asociación Mexicana de Mecatrónica A.C. Noviembre 3. 2011. Puerto Vallarta Jalisco.
- [3] F. A. Plata Torres, R. F. Serrano Rojas, N. Chio Cho, "Diseño y Construcción de un Prototipo de Robot Móvil Teleoperado para inspección Visual". Épsilon. Vol. 8. Enero-Junio 2007. 101-109 pp.
- [4] R. C. Ponticelli Lima, "Sistema de exploración de terrenos con robots móviles: aplicación en tareas de detección y localización de minas antipersonas". Memoria para optar por el grado de Doctor en Control Automático y Sistemas. Madrid, España: Universidad Complutense de Madrid. 2011.
- [5] Robots móviles y sistemas remotos en aplicaciones nucleares. <http://www.inin.gob.mx/documentos/publicaciones/contridelinin/Cap%C3%ADtulo%2023.pdf>. 14 de Agosto de 2015.
- [6] J. Ureña, M. Mazzo, J. J. García, P. A. Revenga, J. L. Lazaro, J. C. García, F. J. Rodríguez, E. Santiso, Diseño y Utilización de un Sistema Sensorial para aplicaciones de Robots Móviles. Interface. Mayo, 1995. 8-13 pp.

- [7] Robotic Exploration Rover, Mars Curiosity Rover. http://www.nasa.gov/audience/foreducators/robotics/home/#.Vc6Kqu1_Okp. 14 de Agosto de 2015.
- [8] La NASA tiene grandes planes para un robot humanoide. http://ciencia.nasa.gov/science-at-nasa/2010/29apr_r2/. 14 de Agosto de 2015.
- [9] A Palm-sized Spiderbot. <http://spaceplace.nasa.gov/space-robots/en/>. 14 de Agosto de 2015.
- [10] Arquitectura de Robots. <http://www.iit.upcomillas.es/~alvaro/teaching/Clases/Robots/teoria/arquitecturas%20de%20robots.pdf>. 14 de Agosto de 2015.
- [11] C. Villanueva Escudero, Implementación de algoritmo de navegación para robot móvil diferencial con sistema operativo Android. Tesis para título de Maestría en Ciencias de la Computación. México, DF: Universidad Autónoma Metropolitana. 2014.
- [12] Technology Demonstration Missions. http://www.nasa.gov/mission_pages/tdm/telerobotics/telerobotics_overview.html#.VWzr9lx_PV0. 1 de Junio de 2015.
- [13] C. Vargas Cabrera, C. A. Ramos Arreguin, J. C. Moya Morales, M. C. García López, "Sistema de Telemando Multiplataforma para robot Móvil". *La Mecatrónica en México*. Vol. 2. No. 1. Enero 2013. 11-20 pp.
- [14] E. Bahit. Curso: Python para principiantes. Primera Edición. 2012. Creative Commons Atribución. Buenos Aires, Argentina. 136 pp.
- [15] Wiring. <http://wiring.org.co/>. 05 de Junio de 2015.
- [16] MSP-EX430G2. Texas Instruments. Julio 2010.
- [17] L293D. ST. Julio 2003.

- [18] Cómo gobernar un display LCD alfanumérico basado en controlador HD44780. http://eii.unex.es/profesores/jisuarez/descargas/ip/lcd_alfa.pdf. 05 de Junio de 2015.
- [19] Scripting Layer for Android. <https://github.com/damonkohler/sl4a>. 05 de Junio de 2015.
- [20] HC Serial Bluetooth Products, User Instructional Manual. http://www.tec.reutlingen-university.de/uploads/media/DatenblattHC-05_BT-Modul.pdf. 05 de Junio de 2015.

7. Autores

C. Josué Cirilo Cruz es estudiante de ingeniería electrónica en la Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Azcapotzalco, su área de especialización es Instrumentación y control. Actualmente trabaja en su Proyecto Terminal orientado al Diseño e implementación de dispositivos móviles y el Procesamiento digital de señales.

M. en C. Arturo Zuñiga López es Profesor–Investigador del Departamento de Electrónica, en el área de Instrumentación, en la UAM Azcapotzalco. Actualmente realiza investigación en el área de Redes de computadoras, Sistemas embebidos y Procesamiento digital de imágenes.

Dr. Juan Villegas Cortezes Profesor–Investigador del Departamento de Electrónica, en el área de Instrumentación, en la UAM Azcapotzalco. Actualmente realiza investigación en el área de Memorias Asociativas, Visión por computadora y Procesamiento digital de imágenes.

Dr. Carlos Avilés Cruz es Profesor–Investigador del Departamento de Electrónica, en el área de Instrumentación, en la UAM Azcapotzalco. Actualmente trabaja en las áreas de investigación del Reconocimiento de Patrones, Visión por computadora y análisis de señales.

Control en tiempo real de un mecanismo XY virtual por medio de un joystick

Gustavo Aquino Mendieta

Instituto Politécnico Nacional, ESIME UA, Av. de las Granjas 682, Col. Santa Catarina, C.P. 02250,
Deleg. Azcapotzalco, México D.F., Teléfono: 55-16-80-53-30
gustavo_aquino@hotmail.es

Miguel Magos Rivera

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco, Av. San Pablo No.180 Col. Reynosa Tamaulipas,
C.P.02200, Deleg. Azcapotzalco, México D.F., Teléfono: 53-18-90-00
mrm@correo.azc.uam.mx

Ricardo Godínez Bravo

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco, Av. San Pablo No.180 Col. Reynosa Tamaulipas,
C.P.02200, Deleg. Azcapotzalco, México D.F., Teléfono: 53-18-90-00
rgb@correo.azc.uam.mx

Resumen

En este artículo se presenta el desarrollo de un mecanismo XY virtual creado en SolidWorks[®], el cual es controlado en tiempo real por medio de un joystick USB utilizando LabVIEW[®] como interfaz. Se describe la forma en que se realiza la interconexión entre el dispositivo físico (joystick) y el programa desarrollado en LabVIEW[®], así como de este con el dispositivo virtual en SolidWorks[®]. El trabajo incluye una interfaz gráfica por medio de la cual se puede interactuar con el mecanismo virtual. Se observó que SolidWorks[®] puede funcionar como un entorno de simulación virtual que puede ser de gran utilidad para su aplicación en el desarrollo de interfaces hombre maquina, entre muchas otras aplicaciones.

Palabra(s) Clave(s): joystick, LabVIEW®, mecanismo XY, prototipo virtual, SolidWorks®.

1. Introducción

1.1. Robots cartesianos

Los robots que alguna vez se encontraron casi exclusivamente en empresas con grandes volúmenes de producción, están siendo cada vez más utilizados en pequeñas fábricas en una gran variedad de tareas. Lo anterior debido, entre otras cosas, a las altas exigencias de calidad que demanda el mercado, además que la relación beneficio/costo es cada vez más atractiva. En general, el costo de implementación de casi cualquier sistema robótico ha disminuido en los últimos años, especialmente para los de tipo cartesiano. Además de que estos a menudo tienen las mismas capacidades (velocidad, carga, etc.) y tiempos de amortización que otros robots con diferentes configuraciones (SCARA, PUMA, etc.), con la ventaja de una gran variedad de modos de personalización. Estos beneficios han alentado a las pequeñas compañías a explorar el uso de robots en nuevas aplicaciones. Lo anterior es particularmente importante en el caso de los robots cartesianos, pues algunas personas, aún si haberlos utilizado, son capaces de crear nuevos usos para estos. A diferencia de un robot PUMA ó SCARA que no puede ser reconfigurado y posee un conjunto de parámetros y direcciones de movimientos establecidos, un robot cartesiano puede ser fácilmente reconfigurado para ajustarse a los requerimientos de la producción [1]. La figura 1. Muestra un robot cartesiano de 3 grados de libertad.

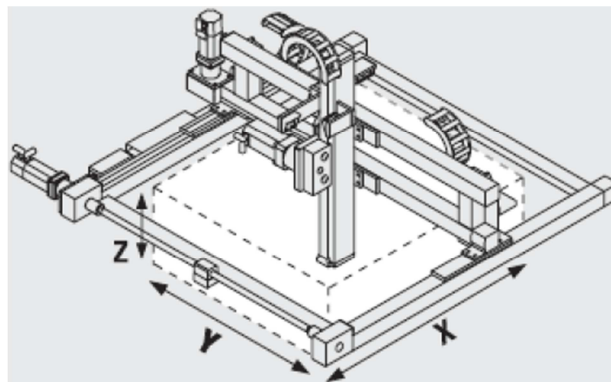


Fig. 1. Robot cartesiano [3].

Los robots cartesianos son generalmente utilizados en la industria en tareas tales como: el ensamble de circuitos electrónicos, operaciones de mecanizado (máquinas CNC) y más recientemente impresoras tridimensionales. Este tipo de robots suelen tener 3 e incluso 4 o 5 grados de libertad.

1.2. Prototipos virtuales

Disciplinas tales como la Ingeniería Mecánica, Electrónica y Computación son combinadas en la creación de productos modernos, esta combinación ha sido conocida como mecatrónica. Comúnmente durante el desarrollo de un sistema mecatrónico, las decisiones de diseño son tomadas de forma independiente por cada uno de los equipos especializados en una de las disciplinas mencionadas, resultando en largos tiempos de diseño y altos costos. Es en este contexto donde la habilidad de crear prototipos virtuales se vuelve útil [2], pues estos ayudan a los ingenieros a diseñar, optimizar, validar y visualizar el desempeño en el mundo real, de máquinas y sistemas de movimiento antes de la creación de prototipos físicos [3]. El prototipado virtual implica el diseño y generación de un producto con características tales que permitan tener un comportamiento lo más apegado posible al modelo físico, excepto que el primero sólo está disponible en un ambiente virtual. De esta manera la realidad virtual (VR) intenta reemplazar la percepción del usuario del mundo circundante, por un ambiente generado por computadora, a menudo llamado entorno virtual 3D. Los usuarios pueden ver e

interactuar con el entorno virtual y manipular directamente objetos en el mismo, este mundo virtual puede ser un modelo generado mediante CAD, una simulación científica, o un gráfico. Con los avances en los gráficos por computadora, la VR se está convirtiendo en la tecnología favorita en muchas aplicaciones industriales que requieren interfaces realistas generadas por computadora [4]. Teóricamente cualquier elemento se puede llevar a su forma de prototipo virtual, la limitante radica en la capacidad de computación y de las herramientas disponibles [5]. Es así que pueden existir prototipos virtuales en campos tales como la medicina, creando atlas virtuales de anatomía humana [6], prototipos de realidad virtual para la medición de expresiones características en situaciones emocionales [7] e incluso simuladores y telesimuladores de cirugías virtuales [8,9].

Mediante una investigación de los programas CAD existentes en el mercado, se encontró que, desde la versión 2009 de la edición profesional del software de diseño y simulación SolidWorks®, es posible manipular ensamblajes desde LabVIEW® [10]. Lo anterior abre todo un abanico de posibilidades, ya que este programa de cómputo ofrece una gran cantidad de herramientas para conectar dispositivos de entrada y salida, así como para el desarrollo de interfaces de usuario.

En este artículo se busca explorar los alcances de las herramientas que cuentan, tanto SolidWorks® como LabVIEW®, para la creación de interfaces hombre máquina. Por tal motivo, se implementó el control en tiempo real de un mecanismo XY virtual creado en SolidWorks®, utilizando el módulo de movimiento NISoftMotion® en LabVIEW® y empleando un joystick USB como dispositivo de entrada. El prototipo virtual es manipulado a través de una de las palancas analógicas del joystick, así como con cuatro de sus botones. El sistema desarrollado permite generar en el prototipo virtual movimientos lineales, ya sea en un solo eje, o interpolando trayectorias lineales en un plano. La sección 2 presenta la descripción general del sistema así como sus principales componentes. El punto 3 aborda la comunicación del joystick USB con LabVIEW®. Por su parte la sección 4 detalla la conexión del software de diseño y

simulación SolidWorks® con LabVIEW®, enseguida se muestra la generación de trayectorias. Finalmente las secciones 6 y 7 presentan los resultados y conclusiones del trabajo realizado.

2. Descripción general del sistema

Para facilitar la explicación del sistema desarrollado, este puede ser separado en tres bloques principales: Dispositivo de Entrada, Cálculo de trayectorias y Prototipo Virtual, tal y como se aprecia en la figura 2.

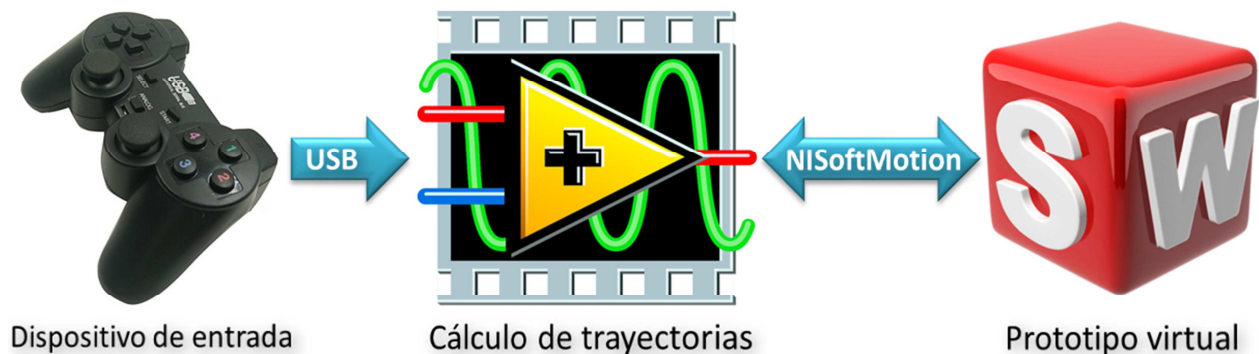


Fig. 2. Diagrama de bloques del sistema desarrollado.

2.1. Dispositivo de entrada

Como dispositivo de entrada se empleó un joystick, el cual se conectó con LabVIEW® utilizando el protocolo HID-USB (Dispositivo de Interfaz Humana por sus siglas en inglés), el cual es utilizado para la conexión de interfaces de usuario con computadoras. El principal objetivo de este protocolo es el de homogeneizar la forma en la que los diversos dispositivos de interfaz humana existentes en el mercado se comunican. Antes de la existencia del HID, cada dispositivo tenía su propio protocolo, el cual era útil solo para un tipo de interfaz (ratones, teclados, joysticks, etc.) [11]. Por lo cual la creación de un nuevo dispositivo con nuevas funciones requería el desarrollo de un controlador especial para este. Los dispositivos HID-USB se comunican a través de paquetes auto descriptivos, los cuales pueden contener una gran cantidad de tipos de datos y

formatos. Lo anterior permite la utilización de un solo controlador para una gran cantidad de dispositivos diferentes[12].

El protocolo HID posee dos partes principales: el anfitrión o host y el dispositivo. El dispositivo es aquel que interactúa directamente con el ser humano, tal como los ratones o los joysticks. Por su parte el host se comunica con el dispositivo y recibe los datos que este envía de acuerdo a las acciones ejecutadas por el usuario. Los principales hosts son las computadoras, pero esto está cambiando rápidamente con la inclusión de las nuevas tecnologías móviles tales como los celulares y tabletas. La mayoría de los ratones y teclados en el mercado utilizan un CPU de 8 bits, dado que normalmente se asume que el host es más complejo que el dispositivo [12].

Para el desarrollo de la aplicación presentada en este artículo, se utilizó como interfaz de entrada de datos un joystick USB comercial como el que se muestra en la figura 3. Este cuenta con dos palancas analógicas (cuatro ejes) y doce botones, por medio de estos elementos se controla la posición en la cual se desea ubicar el efector del mecanismo XY virtual.



Fig. 3. Joystick USB utilizado.

2.2. Cálculo de trayectorias

Usualmente, una tarea de planificación suele tener tres tipos de resultados: rutas, caminos y trayectorias. Una ruta es un conjunto ordenado de configuraciones que

deben ser alcanzadas por el robot. Por un camino se entiende la discretización de una función continua que interpola las configuraciones definidas en una ruta y finalmente, cuando se habla de una trayectoria, se hace referencia a un camino que tiene asociado un perfil cinemático, es decir, a cada configuración perteneciente al camino se le asocia una velocidad [13].

Es así que para generar el movimiento de un robot en una trayectoria específica es necesario conocer las ecuaciones que definen el camino y determinar las velocidades de los actuadores en función de estas. Si las trayectorias a seguir siempre serán en línea recta sobre el plano definido por los ejes X-Y, es posible utilizar la herramienta “Straight-Line Move”, la cual es parte del complemento NISoftMotion[®] para LabVIEW[®], para esto basta con definir los ejes que forman el plano en el cuales se generará la trayectoria.

Tomando en cuenta lo anterior se desarrolló una interfaz gráfica en LabVIEW[®], la cual se encarga de controlar el movimiento del mecanismo XY virtual. El programa utiliza coordenadas relativas para calcular la posición final del efector a partir del movimiento de la palanca analógica izquierda (ejes “X” & “Y”). La figura 4 muestra la interfaz gráfica del programa.

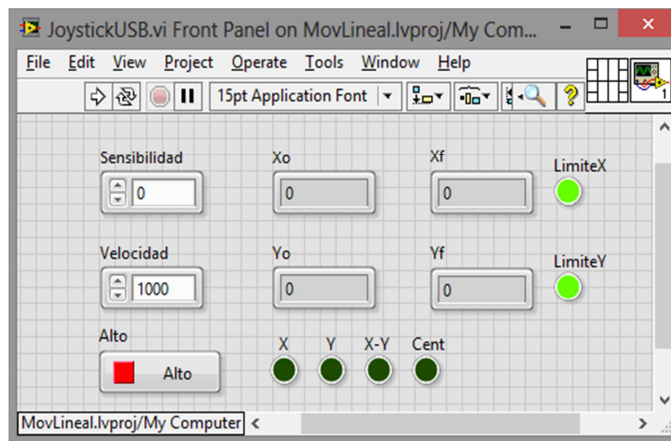


Fig. 4. Interfaz gráfica del programa de generación de trayectorias.

El programa revisa continuamente la posición actual del efector del mecanismo XY y calcula la posición final de este a partir de los datos obtenidos del joystick. El mecanismo XY virtual posee tres tipos de movimiento: en un eje (X ó Y), en ambos ejes (interpolación lineal) y centrado. Cada uno de estos desplazamientos es controlado por un botón distinto del joystick. Es así que el botón “1” mueve el efector a la posición final calculada en el eje Y manteniendo constante la posición del eje X. El botón “2” mueve el efector a la posición calculada en el eje X conservando la posición del eje inicial del eje “Y”. Por su parte el botón “4” genera una trayectoria lineal desde la posición inicial del efector hasta la posición final en el espacio generado por los ejes X y Y. Cuando la palanca izquierda es presionada (botón “12”), el efector se desplaza al centro geométrico del mecanismo XY (215, 215 mm.) sin importar la posición en la que este se encuentre originalmente. La figura 5 muestra la distribución de los botones del joystick utilizado.

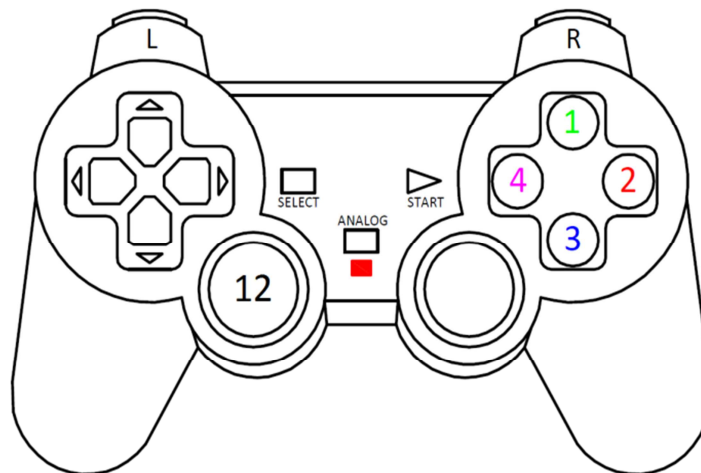


Fig. 5. Vista superior del Joystick USB.

El objeto *sensibilidad* de la interfaz modifica la resolución del movimiento del efector, mientras que *velocidad* cambia la rapidez con la que este se desplaza en el espacio virtual.

La interfaz cuenta con una serie de indicadores, los cuales encienden de acuerdo al movimiento que se esté realizando, es decir, cuando el efector se encuentra moviéndose en el eje X encenderá el led con la etiqueta “X”, de igual forma para cada uno de los demás movimientos posibles. Cuenta también con dos indicadores que señalan que se llegó al borde del espacio de trabajo virtual.

En esta sección se presentaron las principales partes del sistema y se definió la forma en la que funciona la interfaz gráfica del programa de generación de trayectorias. A continuación se describe la conexión del joystick con LabVIEW®, así como las principales características del protocolo utilizado para tal fin.

3. Conexión del joystick USB con LabVIEW®

El joystick se comunica con LabVIEW® utilizando las funciones “Input Device Control”, las cuales forman parte de la suite estándar del entorno de desarrollo. Por medio de estas es posible conectarse con el controlador del dispositivo HID-USB.

Existen 2 propiedades de importancia en todos los dispositivos USB, estas son: su Vendor ID (VID) y su Product ID (PID), ya que estos identifican el fabricante y el tipo de equipo. Además todos los dispositivos USB poseen un GUID o identificador mundial, el cual es único e intransferible. Cada vez que se conecta un dispositivo USB al host, este le asigna un identificador DID [15], el cual es una cadena asignada por el enumerador de dispositivos del Sistema Operativo, un periférico puede tener un solo DID.

El DID del joystick se determinó por medio de la función “Query Input Device”, la cual permite conocer las propiedades del dispositivo HID que se desea conectar a LabVIEW®. La figura 6 muestra la respuesta de esta función, en ella se puede observar el número de ejes y botones que posee el dispositivo. En este caso, como ya se mencionó, el joystick utilizado cuenta con 4 ejes y 12 botones y su DID corresponde, en este caso, a “0”.

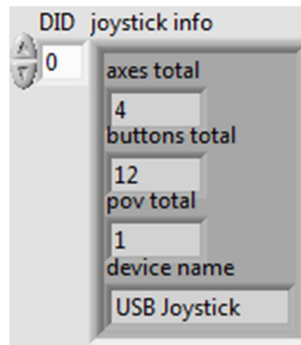


Fig. 6. Propiedades del joystick obtenidas mediante la función “Query Input Device”.

Una vez que se conoce este parámetro es posible realizar la conexión del joystick por medio de la función “Acquire Input Data”.

En esta sección se mostraron las principales características de los dispositivos HID-USB, así como la forma en la que se realiza la conexión entre LabVIEW® y el joystick USB utilizado. El siguiente punto aborda la interfaz entre el entorno de desarrollo de LabVIEW® y el programa de diseño y simulación SolidWorks®.

4. Integración de LabVIEW® y SolidWorks®

Para realizar la comunicación entre LabVIEW® y SolidWorks®, se necesitan complementos para ambos. En el caso de LabVIEW®, se utiliza NISoftMotion®, el cual crea la interface con el entorno virtual. Mientras que para SolidWorks® se emplea el complemento Análisis de Movimiento, en este se implementan los motores virtuales que generarán el movimiento del ensamble, mismos que serán controlados desde el entorno de desarrollo.

4.1. Complemento NISoftMotion para LabVIEW®

La integración de LabVIEW® con SolidWorks® se realiza a través de módulo NISoftMotion, el cual permite el desarrollo de aplicaciones para control de movimiento, generación de trayectorias, interpolación spline y control de posición y velocidad. Todo esto utilizando el estilo de programación gráfica de LabVIEW®. El complemento

NISoftMotion cuenta con herramientas que permiten la conexión con SolidWorks® a través de la manipulación de motores virtuales previamente definidos en el entorno de diseño. Dichos motores virtuales son las variables que serán controladas desde LabVIEW® para generar los movimientos. Es posible generar desplazamientos en un solo eje, definido por uno de los motores lineales, o en el espacio generado por dos o más de estos. En este trabajo se contempla únicamente el desplazamiento en dos dimensiones.

4.2. Análisis de movimiento en SolidWorks®

NISoftMotion se interconecta con el complemento SolidWorks® Motion, este módulo de análisis de movimiento puede ser utilizado para estudiar los desplazamientos, velocidades y aceleraciones de los componentes móviles de un ensamble [14]. A través de este complemento se creará un “estudio de movimiento” en SolidWorks®, en el cual serán generados los motores virtuales lineales que se controlarán desde LabVIEW®. Es importante señalar que, previo a crear los motores virtuales, se requiere asignar las restricciones apropiadas al ensamble con el fin de que este se mueva como es debido. Se programó un algoritmo en LabVIEW® que evita la interferencia entre piezas en SolidWorks®, dado que las funciones que este último paquete cuenta para esta situación no aplican cuando el ensamble es manipulado desde LabVIEW®.

4.3. Conexión de LabVIEW® y SolidWorks®

Con el fin de probar las herramientas de movimiento de LabVIEW® se creó un mecanismo XY virtual en SolidWorks® como el que se muestra en la figura 7. Las restricciones de movimiento fueron delimitadas de tal forma que solo se permite el desplazamiento del efector final en los ejes definidos por las guías lineales.

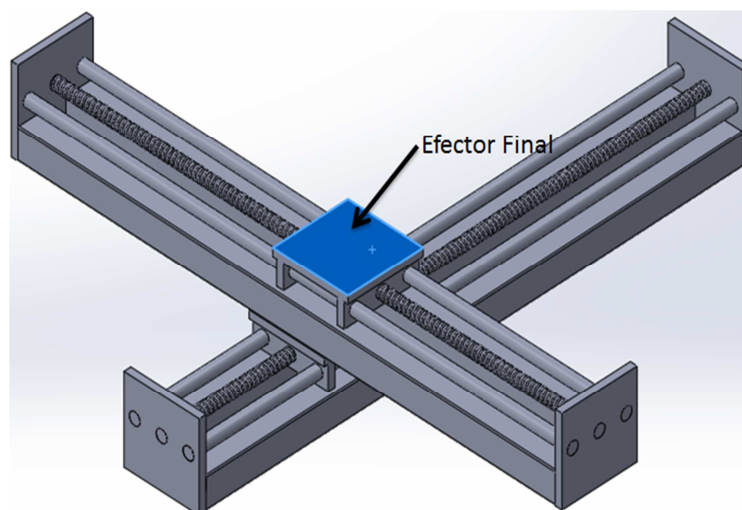


Fig. 7. Mecanismo XY virtual.

Los motores lineales creados para generar el movimiento del efector final del mecanismo, fueron agregados al proyecto de LabVIEW[®] para poder ser utilizados en el entorno de desarrollo. Los motores lineales son reconocidos por LabVIEW[®] como ejes. La figura 8. muestra el diagrama de flujo así como el código G de un programa en LabVIEW[®], que permite la manipulación del efector final en un solo eje utilizando un motor lineal virtual. Las funciones que se utilizan para mover el efector final son:

- *Power*: Habilita el eje o espacio coordinado que será utilizado, así como su correspondiente controlador. Se requiere uno de estos bloques por cada eje que se desee manipular.
- *Straight-Line Move*: Realiza el movimiento del efector en una línea recta sobre un eje o un espacio coordinado. En este caso la variable posición le indica al programa la ubicación final a la cual será movido el efector líneal, mientras que el valor "1000", corresponde a la velocidad a la cual se desplazará el efector en el espacio virtual.
- *Stop Move*: Detiene el movimiento del efector, cuando se deja de ejecutar el programa.

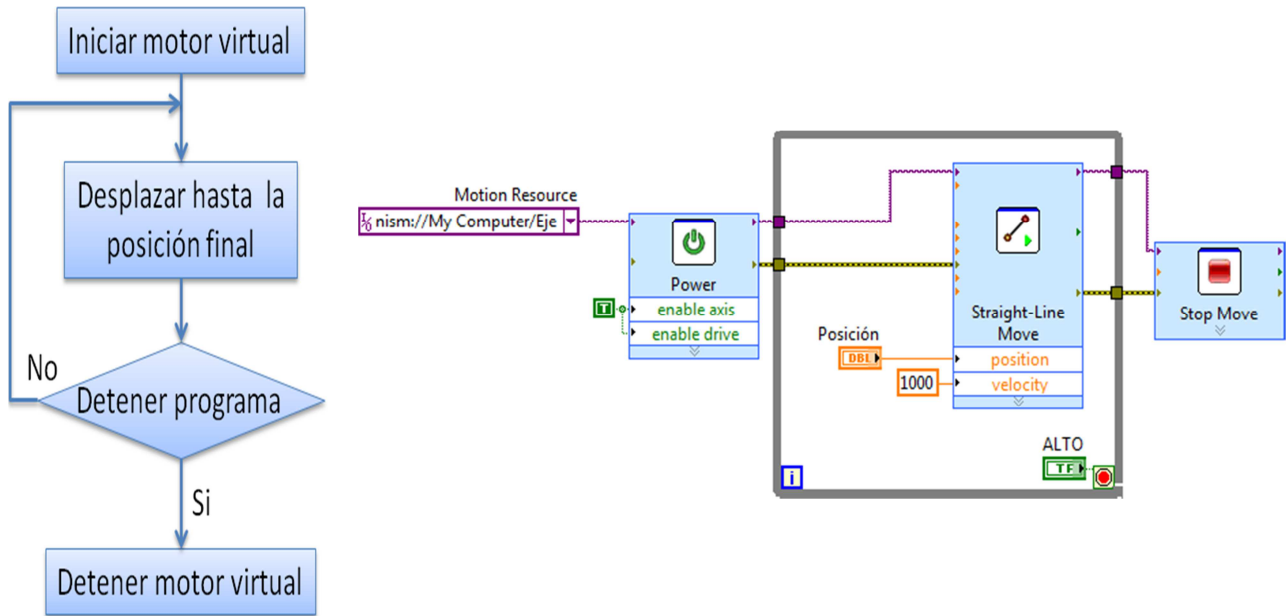


Fig. 8. diagrama de flujo y código G del programa de prueba.

En esta sección se explicó la forma en la que se realiza la conexión entre LabVIEW® y SolidWorks®, así como la importancia de las restricciones de movimiento del ensamble.

El siguiente punto describe el funcionamiento del programa que genera las trayectorias del mecanismo virtual XY y las diversas subrutinas que lo componen.

5. Generación de trayectorias

Tal como se mencionó en la sección 2, el mecanismo virtual XY puede desplazarse en un eje independiente o crear una trayectoria lineal interpolada en el espacio definido por los ejes X y Y. Además es posible colocar el efector en el centro geométrico del ensamble al presionar un botón del joystick. El programa de generación de trayectorias, está compuesto por una serie de subrutinas, mismas que se muestran en la figura 9. y se describen en las secciones subsecuentes.

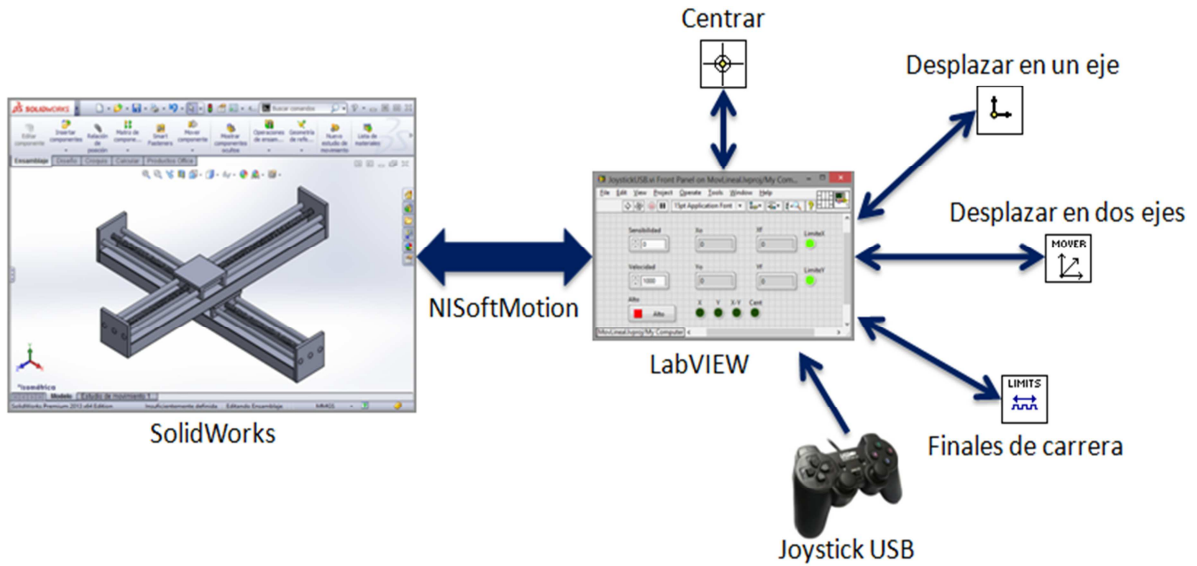


Fig. 9. Arquitectura del programa principal.

5.1. Desplazar efector en un eje

En esta subrutina se mueve el efector en un solo eje a velocidad constante, desde la posición en la que este se encuentra inicialmente, hasta la posición final calculada a partir de los valores leídos del joystick. La figura 10. muestra el diagrama de flujo del subprograma y su código G. Esta rutina es una variante del programa descrito en el punto 4.2, con la posibilidad de modificar la velocidad de movimiento del efector final desde la interfaz de usuario por medio del objeto *Velocidad Eje*.

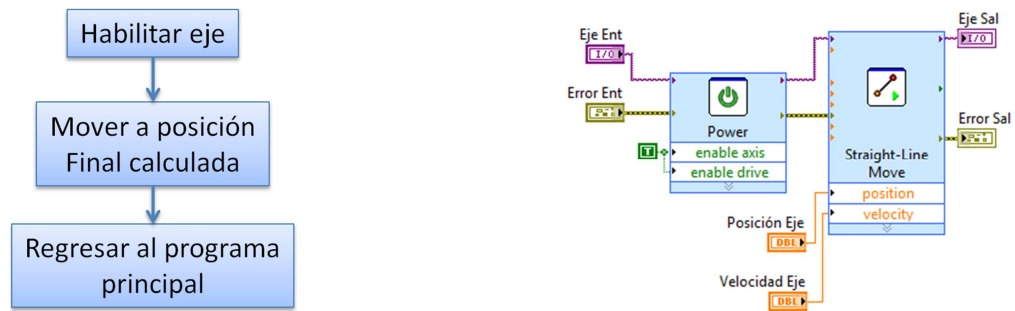


Fig. 10. Diagrama de flujo y código G, del subprograma mover en un solo eje.

5.2. Desplazar efector en dos ejes

En esta rutina se mueve el efector en ambos ejes al mismo tiempo desde la posición inicial del efector hasta la posición final calculada a partir de los datos leídos del joystick, generando así una trayectoria lineal con velocidad constante. La figura 11. muestra el diagrama de flujo del subprograma y el código G correspondiente. En esta rutina, a diferencia de los programas descritos en los puntos 4.2 y 5.1, el bloque *Power* habilita un espacio coordinado en lugar de un solo eje. Además, en este caso, la variable posición es un arreglo de 2x1, pues el bloque *Straight-Line Move* requiere dos parámetros, uno por cada coordenada de la posición a la cual se desee desplazar el efector final.

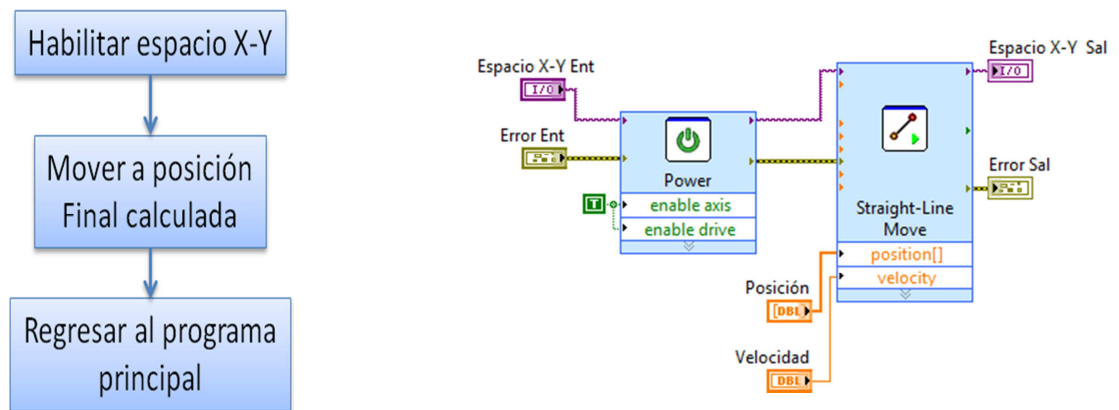


Fig. 11. Diagrama de flujo y código G, del subprograma de mover en dos ejes.

5.3. Centrar efector

Esta rutina mueve el efector a la posición central del mecanismo XY virtual a velocidad constante, esta posición corresponde al punto (215, 215 mm.), puesto que el área de trabajo es de 430mm. para ambos ejes. La figura 12 muestra el diagrama de flujo de la rutina y su código G, puede observarse que, a diferencia del programa descrito en la sección 5.2, el parámetro de entrada "position" del bloque *Straight-Line Move* es un arreglo constante.

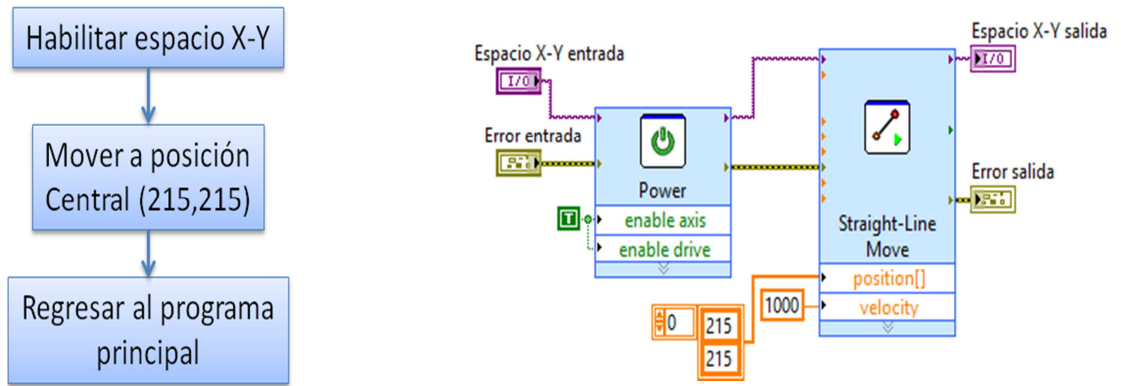


Fig. 12. Diagrama de flujo y código G, del subprograma de centrado.

5.4. Interruptores de final de carrera

Este subprograma se encarga de evitar interferencias entre el efector final y los extremos del modelo virtual, para ello compara la posición final a la cual llegará el efector al ser desplazado con los límites superior e inferior del espacio de trabajo del mecanismo XY (0-430mm.). Además enciende el indicador “LIMITE” en la interfaz de usuario, cuando se ha alcanzado cualquiera de los bordes del área de trabajo. La figura 13. muestra el diagrama de flujo del subprograma.

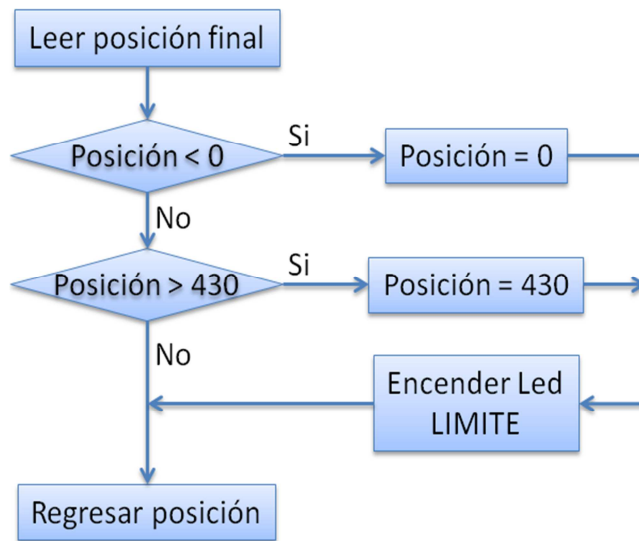


Fig. 13. Diagrama de flujo del programa de revisión de interferencia.

En esta sección se describió la forma en que funciona el programa de generación de trayectorias, además de las partes que la componen. A continuación se presentan y se discuten los resultados obtenidos.

6. Resultados

Las pruebas efectuadas mostraron un movimiento estable del efector debido a que el joystick USB elimina el ruido ocasionado durante el muestreo de las palancas analógicas. Lo anterior permite obtener desplazamientos uniformes del efector en el área de trabajo. Las figuras 14 a 17 muestran el mecanismo durante diversas pruebas de movimiento. En estas se pueden observar dos flechas rojas encima del efector final, estas representan los motores virtuales con los que cuenta el ensamble en SolidWorks®.

La Figura 14. muestra el efector moviéndose en un solo eje, se puede observar que el indicador con la etiqueta “Y” se encuentra encendido, esto señala que el efector se encuentra desplazándose, lo anterior sin tomar en cuenta un posible cambio del valor de la posición del eje “X”.

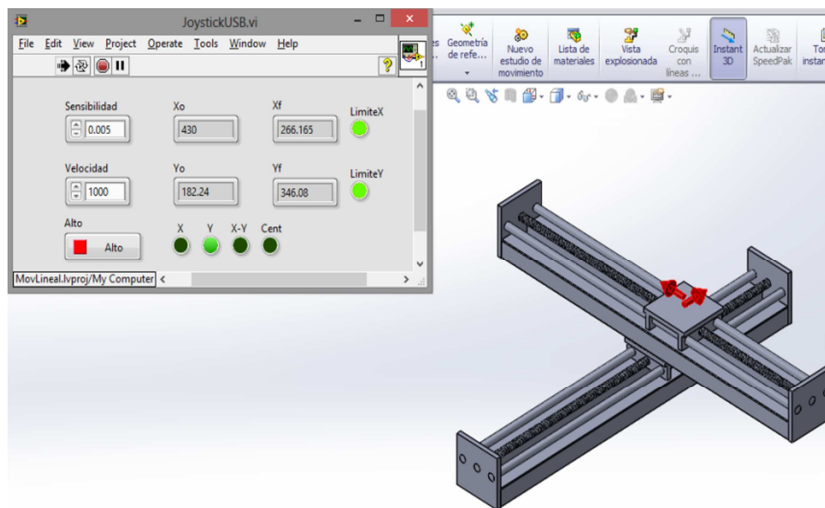


Fig. 14. Efector moviéndose a lo largo del eje “Y”.

En la figura 15 se observa el efector final moviéndose en una trayectoria lineal en el plano X-Y desde la posición inicial (116.705, 18.4) hasta la posición final (288.545, 182.24), se puede observar que el indicador con la etiqueta “X-Y” se encuentra encendido, señalando así que el efector se encuentra desplazándose.

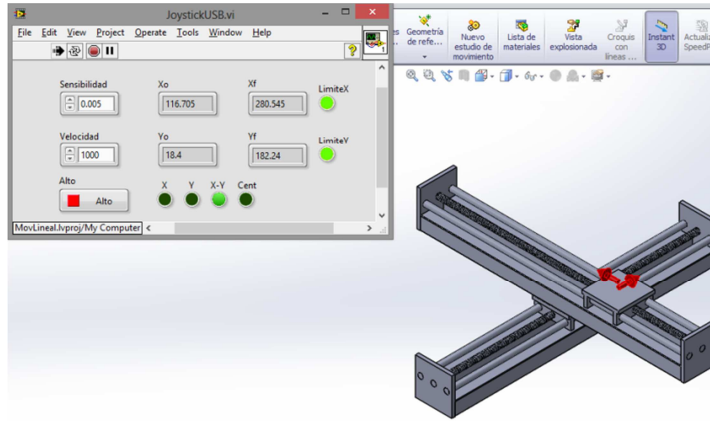


Fig. 15. Efector moviéndose en ambos ejes al mismo tiempo.

Se puede apreciar en la figura 16 al efector final mientras se desplaza desde la posición inicial correspondiente a los límites superiores de ambos ejes (430, 430), hasta el centro geométrico del mecanismo XY virtual. Se observa también que el indicador con la etiqueta “Cent” se encuentra encendido, señalando que el efector se está desplazando hacia la posición central del área de trabajo.

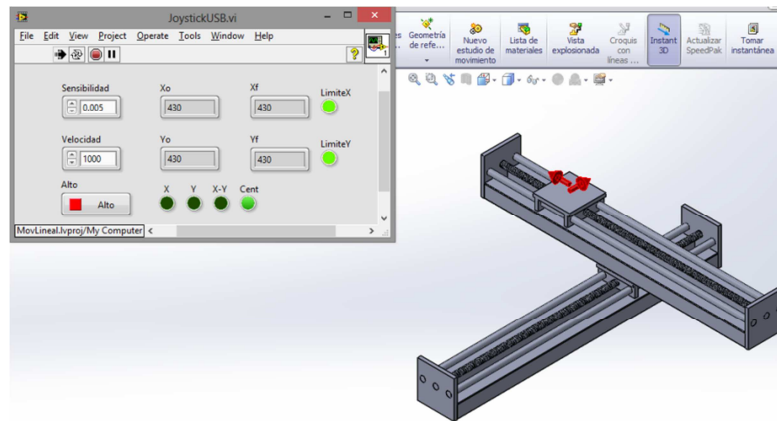


Fig. 16. Efector desplazándose a la posición central.

La figura 17 muestra el efector final en la posición correspondiente a los límites superiores de ambos ejes, por ello los indicadores con las etiquetas “LímiteX” y “LímiteY” se encuentran encendidos en color rojo. El subprograma que revisa la posición instantánea del efector evita que exista interferencia en el ensamble.

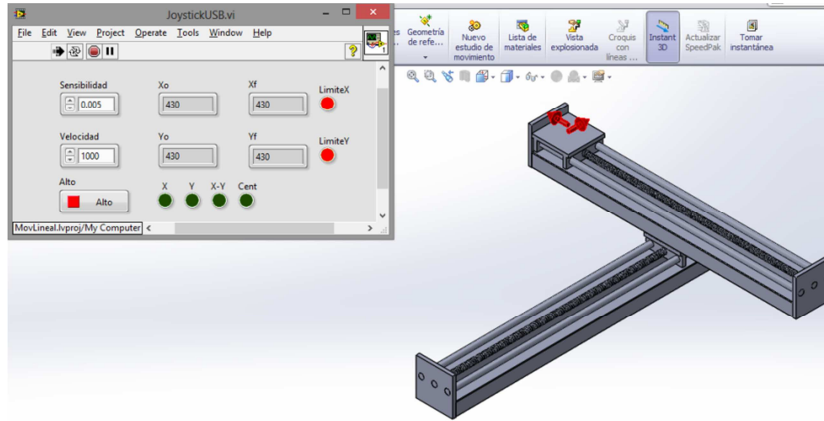


Fig. 17. Efector final en los extremos de los ejes X & Y.

7. Conclusiones

En este artículo se presentó el desarrollo de una interfaz hombre máquina para el control de un mecanismo virtual XY utilizando un joystick USB. Se evaluaron las herramientas de movimiento lineal, tanto en uno como en dos ejes, con la finalidad de crear una interfaz hombre máquina que permita la manipulación de objetos virtuales utilizando un dispositivo de entrada.

El software CAD existente en el mercado es una herramienta muy poderosa y versátil, sin embargo es limitada cuando se requiere la manipulación de un entorno virtual a partir de estímulos externos. Es en este contexto donde la utilización de la herramientas NISoftmotion® y SolidWorks® Motion obtiene particular importancia, ya que permiten la integración de elementos virtuales y físicos, posibilitando una simulación mucho más interactiva para el usuario.

La sinergia de los dos paquetes de cómputo empleados en este trabajo, ofrece amplias posibilidades para desarrollar y probar controladores más sofisticados, ya que SolidWorks® cuenta con herramientas tales como sensores virtuales de posición, velocidad, aceleración y fuerza, que pueden ser leídos utilizando LabVIEW®. Esto aunado a la gran versatilidad de diseño de SolidWorks®, lo que ofrece una amplia gama de posibilidades para crear y validar prototipos virtuales antes de incurrir en altos costos de fabricación.

Hasta el momento sólo se han generado trayectorias en línea recta, el trabajo a futuro consiste en modificar la interfaz gráfica dándole la capacidad al usuario de generar trayectorias en curvas suaves. También se plantea la posibilidad de conectar diversos dispositivos a la computadora tales como PLC's, tarjetas de adquisición de datos entre otros, aumentando la interactividad del entorno virtual con el usuario.

8. Reconocimientos

Este trabajo ha sido posible gracias al apoyo económico del CONACYT a través del programa de becas para estudios de posgrado inscritos al PNPC #591875 y al Instituto Politécnico Nacional a través del proyecto 25151609 "Caracterización por TEMP-PEELS y AFM de los precipitados inducidos por deformación de dos aceros de ultra-bajo Carbono al Niobio".

9. Referencias

- [1] Drive & Control profile. Bosch Group. USA. 2013.
- [2] Robot Cartesiano XY Guía aplicativa. Schneider Electric. España. 2010.
- [3] Que es y para qué sirve el prototipado virtual. <http://www.utp.edu.co/~gtorres/VARDOCS/Virtual%20prot.pdf>. Revisado: 09/06/2015.

- [4] P. McHugh, Rynedel 1er autor, Virtual Prototyping of a Mechatronics Device. 1a edición. 2011. Purdue e-Pubs. Purdue Indiana. 8-15 pp.
- [5] Kiwan Han, Jeonghun Ku, "Virtual reality prototype for measurement of expression characteristics in emotional situations". *Computers in Biology and Medicine*. No. 39. 08/12/2008. 173-179 pp.
- [6] Generación de prototipos virtuales. <http://www.ni.com/virtualprototyping/esa/>. 09/06/2015.
- [7] A. H. Meier, C. L. Rawn, "Virtual Reality: Surgical Application-Challenge for the New Millennium". *Journal of the American College of Surgeons*. Vol. 192. No. 3. 04/2001. 372-384 pp.
- [8] W. Qing Hui, L. Jing Rong, "Interactive visualization of complex dynamic virtual environments for industrial assembliesulo". *Computers in industry*. Vol. 57. 25/11/2005. 366-377 pp.
- [9] A. H. Filip Górski, D.G. Przemyslaw Zawadzki, "Virtual 3D Atlas of a Human Body-Development of an Educational Medical Software Application". *Procedia Computer Science*. Vol. 23. 2013. 302, 314 pp.
- [10] Kiwan Han, Jeonghun Ku, "Virtual reality prototype for measurement of expression characteristics in emotional situations". *Computers in Biology and Medicine*. Vol. 39. 08/12/2008. 173-179 pp.
- [11] Introduction to NI SoftMotion for SolidWorks. National Instruments. USA. 2014.
- [12] HDI Class Device Interface Guide. Apple Inc.. USA. 2009.
- [13] Device Class Definition for Human Interface Devices (HID). Firmware Specification, USB Implementers.1996-2001.

- [14] J. J. Craig, *Robótica*. Tercera edición. 2006. Prentice Hall. México D.F. 2001-230 pp.
- [15] *Introducción a las aplicaciones de análisis de movimiento con SolidWorks® Motion*. Dassault Systèmes SolidWorks® Corporation. Massachusetts. EE. UU. 2010.
- [16] J. A. Vicaria Flores, “Aplicaciones del controlador Bluetooth en robótica”. Proyecto de fin de carrera. ETSI de la Universidad de Sevilla. 2007.

10. Autores

Ing. Gustavo Aquino Mendieta es Ingeniero en Mecánica por la Universidad Autónoma Metropolitana, actualmente se encuentra realizando la Maestría en Ingeniería de Manufactura en la SEPI ESIME Unidad Azcapotzalco del IPN.

Dr. Miguel Magos Rivera es Ingeniero en Electrónica por la Universidad Autónoma Metropolitana, Maestro y Doctor en Control Automático por la Universidad Claude Bernard de Lyon (Francia). Actualmente es profesor investigador en la Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Azcapotzalco.

Ing. Ricardo Godínez Bravo es Ingeniero en Electrónica por la Universidad Autónoma Metropolitana. Actualmente se encuentra cursando la Maestría en Mecatrónica en el Instituto Tecnológico de Ecatepec además de ser profesor-investigador en la Universidad Autónoma Metropolitana unidad Azcapotzalco.